



**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
ÁREA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA**

**MEDIDOR DE LA INTENSIDAD AMBIENTAL DE
CAMPO ELECTROMAGNÉTICO,
EFM**

**AUTOR: RAÚL MOLERO CASTEJÓN
DIRECTOR: JUAN VÁZQUEZ MARTÍNEZ**

MARZO, 2013

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	1
1.2	MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	2
1.3	ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	3
2	ESTADO DE LA TÉCNICA	4
2.1	NORMATIVA DE LA UE	4
2.1.1	Normativa española.....	4
2.2	SALUD HUMANA Y CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS EM.....	4
2.2.1	Exposición a campo EM	4
2.2.1.1	Factores.....	7
2.2.1.2	Efectos.....	8
2.2.2	Normas y límites.....	10
2.2.2.1	Restricciones básicas	10
2.2.2.2	Niveles de referencia	10
2.3	MÉTODOS DE MEDIDA.....	12
2.3.1	Conceptos básicos	12
2.3.2	Metodología.....	17
2.3.2.1	Medidas en banda ancha.....	20
2.3.2.2	Medidas en banda estrecha.....	21
2.4	EQUIPOS DE MEDIDA.....	22
2.4.1	El medidor de campo.....	23
2.4.2	El Analizador de espectro y receptor EMI	23
3	MEDIDORES DE CAMPO.....	29
3.1	MEDIDOR DE CAMPO ELÉCTRICO	29
3.1.1	De baja frecuencia.....	29
3.1.2	De alta frecuencia.....	31
3.1.2.1	Detectores de termopares	32
3.1.2.2	Detectores de diodos.....	33
3.2	MEDIDOR DE CAMPO MAGNÉTICO	35
3.2.1	De baja frecuencia.....	35
3.2.2	De alta frecuencia.....	37



4	EL SISTEMA EFM	38
4.1	DIAGRAMA DE BLOQUES.....	38
4.2	HARDWARE	38
4.3	SOFTWARE	42
5	HARDWARE DEL EFM	43
5.1	REQUISITOS	43
5.2	SUBSISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	43
5.2.1	Etapa de entrada.....	45
5.2.2	Conversión A/D	47
5.2.3	Corrección de ruido termoeléctrico.....	49
5.2.4	Señales de control discretas	52
5.2.5	Alimentación.....	53
5.3	DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO.....	54
5.3.1	Layout. Distribución de componentes.....	55
5.3.2	Distribución de planos de masa	56
5.3.3	Distribución de planos de alimentación	57
5.3.4	Distribución de señal analógica y digital.....	58
6	FIRMWARE DEL MICROCONTROLADOR.....	59
6.1	INTRODUCCIÓN.....	59
6.1.1	Entorno de desarrollo IDE	59
6.2	DIAGRAMAS DE FLUJO	59
6.2.1	main()	60
6.2.2	Funciones.....	61
6.3	FUNCIONES DEL SISTEMA.....	68
6.3.1	Inicialización	68
6.3.1.1	Entorno de ejecución	68
6.3.1.2	main().....	68
6.3.2	Protocolo de control.....	70
6.3.2.1	Comandos	71
6.3.3	Manejo del ADC (SPI)	72
6.3.4	Rutinas de atención de interrupciones	76
6.3.4.1	Temporizaciones	76



6.3.4.2	Bus SPI.....	76
6.3.5	Comunicaciones mediante USB.....	76
7	SOFTWARE PC.....	87
7.1	INTRODUCCIÓN.....	87
7.1.1	Entorno de desarrollo	87
7.2	INTERFAZ DE USUARIO.....	87
7.2.1	Comandos de control y representación de muestras	88
7.2.2	Protocolo de comunicación	90
7.2.3	Temporización de refresco	91
7.2.4	Tratamiento de datos.....	92
7.2.4.1	Almacenamiento	92
8	PRUEBAS Y VALIDACIÓN	93
8.1	AUTOTEST DE COMUNICACIONES	93
8.1.1	Chequeo de comunicaciones USB y SPI	93
8.2	VALIDACIÓN CON SEÑAL CONDUCTIDA.....	93
9	COSTES DE DESARROLLO.....	99
10	CONCLUSIONES	100
10.1	RESUMEN.....	100
10.2	MEJORAS Y TRABAJOS FUTUROS	100
	GLOSARIO	102
	BIBLIOGRAFÍA	104



AGRADECIMIENTOS

A mis padres y a mi hermano por su eterno apoyo y cariño que me han brindado durante todos estos años en mi carrera universitaria y profesional, y sobre todo en mi evolución como persona.

A Juan por su sabiduría y su paciencia a la hora de transmitirme el buen entendimiento del arte de la electrónica.

1 INTRODUCCIÓN

1.1 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

Las emisiones, campos ó radiación electromagnética (EM) son un fenómeno presente en la naturaleza, unas veces de origen natural y otras provocado por el hombre.

Cuando una carga eléctrica se desplaza sobre un conductor crea un campo EM alrededor de ella. La oscilación de la fuente de carga genera una onda que radia energía desde dicho conductor, siendo el campo EM el medio que permite transportar dicha energía a distancia de su emisor.

Una onda electromagnética es un campo eléctrico y otro magnético acoplados, que oscilan a la misma frecuencia que la fuente de carga eléctrica. A corta distancia del emisor ambos campos son independientes, pero en la zona de campo lejano ambos están acoplados y conociendo uno queda fijado el valor del otro.

El espectro radioeléctrico se describe según la frecuencia (y energía) de las ondas EM:

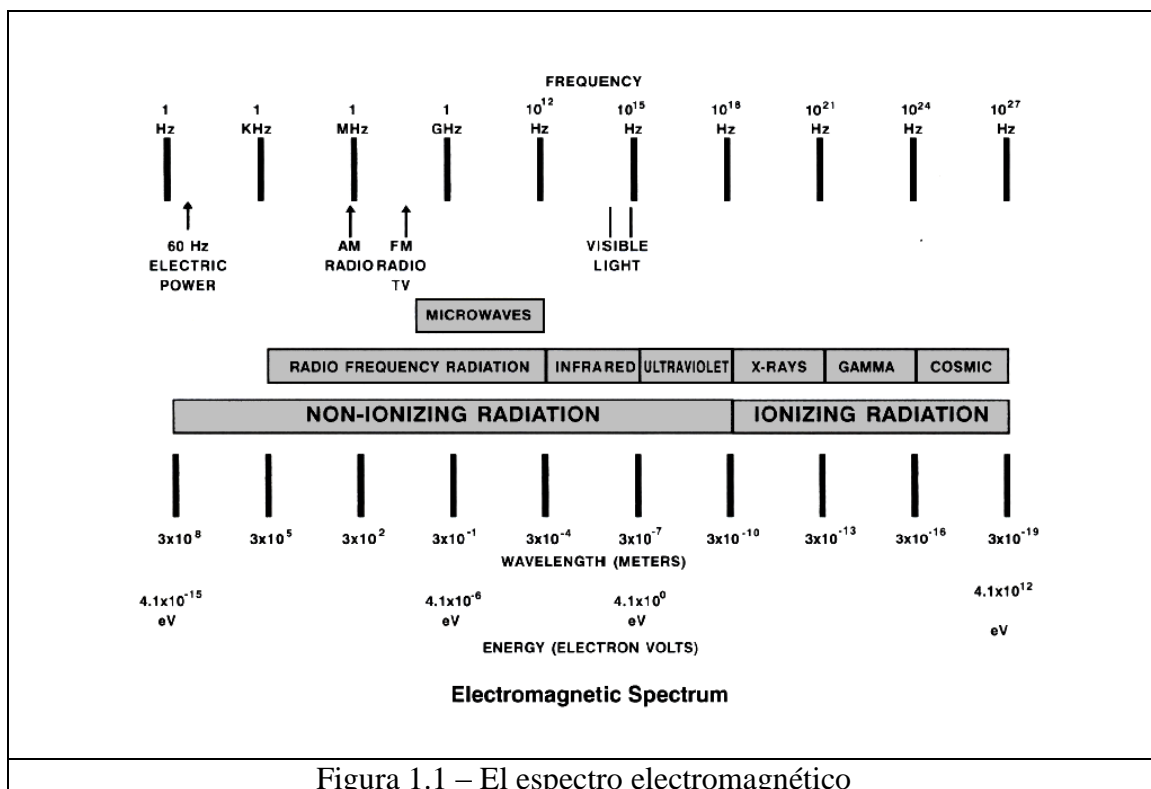


Figura 1.1 – El espectro electromagnético

Todos los campos EM poseen energía, que se manifiesta en forma de fotón, partícula elemental responsable de las manifestaciones cuánticas de dichos campos EM, que posee masa nula, y viaja a la velocidad de la luz c .

El nivel de energía se mide en electrón-voltio (eV), de acuerdo a la siguiente ecuación :

$$E = \frac{hc}{\lambda}$$

siendo h la constante de Planck, c es la velocidad de la luz (299.79×10^6 m/s) y λ la longitud de onda del campo EM. Se observa que la energía aumenta con la frecuencia.

En función del valor de esta energía, se distinguen dos tipos de radiación EM:

- a) Radiación ionizante (RI)
- b) Radiación no ionizante (RNI)

La RI son campos EM cuya energía está por encima del umbral que permite ionizar la materia, es decir, son capaces de arrancar electrones de un átomo o molécula, por lo que pueden producir cambios de composición en la materia, y por lo tanto producir daños a la salud humana.

La RNI son campos EM cuya energía no es lo suficientemente fuerte como para ionizar la materia y arrancar electrones, por lo que no pueden romper enlaces como los que forman las moléculas que son parte integrante de las células.

A lo largo del siglo XX, la exposición a fuentes de RNI de origen humano ha crecido paulatinamente y en paralelo con la creciente demanda de energía eléctrica. Además el avance de las tecnologías inalámbricas, especialmente en el sector de la comunicación y defensa, y el consiguiente cambio de prácticas y conductas sociales, ha hecho que estemos expuestos, tanto en el ámbito doméstico como en el laboral, a una mezcla compleja de campos eléctricos, magnéticos y EM de amplio espectro en frecuencia.

1.2 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

El aumento del nivel ambiental de las RNI ha generado una alarma social creciente en las dos últimas décadas. Precisamente una de las motivaciones para la realización de este proyecto, es la de avanzar en la mejora del proceso de medida y caracterización del mencionado nivel de RNI que soportamos en nuestro entorno diario.

Conviene recordar que la población es especialmente aprensiva frente a la exposición de campos EM, incluso aquellos de bajo nivel, por lo que es importante mejorar en el conocimiento de los niveles reales de exposición así como en sus posibles efectos sobre la salud, para un correcto tratamiento público de este tema.

Esta preocupación por los posibles efectos sobre la salud de las nuevas tecnologías, siempre ha existido, con o sin razón, debido a la forma de percibir dichos avances, recuérdese por ejemplo el debate que produjo ya en 1880 la introducción del alumbrado eléctrico en Nueva York. Este caso ejemplifica la necesidad de conocer, medir y caracterizar los efectos y riesgos reales de cada nueva tecnología, con el fin de mantener informada a la población de forma transparente y objetiva.

Con estas consideraciones como soporte, el objetivo de este proyecto es el desarrollo de un medidor de campo EM de alta sensibilidad (EFM), que permita muestrear valores de RNI ambiental normales, generalmente de bajo nivel, durante periodos largos de tiempo, para caracterizar la RNI ambiental a la que está expuesta la población. Este tipo de medidas puede ayudar a hallar la correspondencia entre dicha exposición prolongada y sus posibles efectos biológicos sobre seres vivos.

El medidor EFM es un paso más en materia de medida y registro de datos de campo EM cuya alta sensibilidad y capacidad de almacenamiento, permite registrar patrones del nivel cambiante de campo EM durante periodos largos de tiempo.

1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

- Capítulo 1: Breve introducción a las emisiones electromagnéticas, y exposición de motivos y objetivos de este proyecto.
- Capítulo 2: Estado de la normativa en materia de seguridad ante la exposición a campos EM, factores más importantes a tener en cuenta y efectos biológicos. Resumen de los equipos de medida habituales y de la metodología empleada para medidas de campo.
- Capítulo 3: Medidores de campo. Clasificación y tecnologías de fabricación. Características básicas de uso.
- Capítulo 4: Esquema de bloques del sistema medidor de campo EFM desarrollado en este proyecto.
- Capítulo 5: Hardware del EFM. Requisitos. Subsistemas desarrollados, componentes empleados y diseño del circuito impreso ó PCB.
- Capítulo 6: Firmware del microcontrolador. Diagramas de flujo y estructura del programa. Descripción de las funciones más importantes de manejo de subsistemas y del protocolo de comunicaciones a través de USB.
- Capítulo 7: Software del PC. Descripción de la interfaz de usuario para el manejo del EFM, y llamadas al protocolo de comunicaciones.
- Capítulo 8: Verificación del cumplimiento de requisitos. Chequeo de las comunicaciones.
- Capítulo 9: Memoria técnica. Costes de desarrollo del proyecto.
- Capítulo 10: Conclusiones y resumen de los resultados obtenidos.
- Bibliografía

2 ESTADO DE LA TÉCNICA

2.1 **NORMATIVA DE LA UE**

En la UE, actualmente, el riesgo derivado de la exposición a campos electromagnéticos y el análisis del peligro asociado a las fuentes de campo viene regulado por la *Directiva Europea 2004/40/EC, de 29 de abril de 2004 sobre disposiciones mínimas de seguridad y salud relativas a la exposición de los trabajadores a los riesgos derivados de los agentes físicos (campos electromagnéticos)*. Esta directiva ha de ser cumplida por todos los países miembros de la UE.

La Directiva Europea establece los límites de exposición a campos electromagnéticos, para evitar riesgos y proteger contra los efectos adversos a la salud conocidos. Estos límites están basados en las recomendaciones establecidas por el ICNIRP en el documento *Recomendaciones para limitar la exposición a campos electromagnéticos (hasta 300 GHz)*, y son denominados niveles de referencia.

El ICNIRP o Comisión Internacional para la Protección sobre RNI, es el organismo científico responsable del desarrollado de estudios de laboratorio y epidemiológicos sobre los efectos directos e indirectos de exposición a campos EM. Estos estudios, los criterios básicos de exposición y los niveles de referencia para la evaluación práctica del peligro son recogidos en dichas recomendaciones. Los niveles de referencia y las recomendaciones vienen evaluadas tanto para exposición ocupacional¹ (profesional) como poblacional.

2.1.1 Normativa española

La aplicabilidad en España de la Directiva Europea viene reglamentada en el *Real Decreto 1066/2001, de 28 de septiembre de 2001, por el que se aprueba el Reglamento que establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas*.

2.2 **SALUD HUMANA Y CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS EM**

2.2.1 Exposición a campo EM

¿Cómo es absorbida la energía electromagnética de radiofrecuencia (RF) por el cuerpo humano? Depende básicamente de cuatro características de absorción:

- a) De la composición dieléctrica del cuerpo

La absorción de energía electromagnética varía de unas partes del cuerpo a otras. Como regla general, la energía de RF atraviesa la piel depositándose en tejidos

¹ La exposición ocupacional es la exposición en la que quedan inmersos profesionales que trabajan con RNI. La exposición poblacional es aquella en la que queda inmerso el resto de la población. La exposición ocupacional es menos restrictiva, ya que presupone la correcta formación del profesional que trabaja expuesto a RNI.

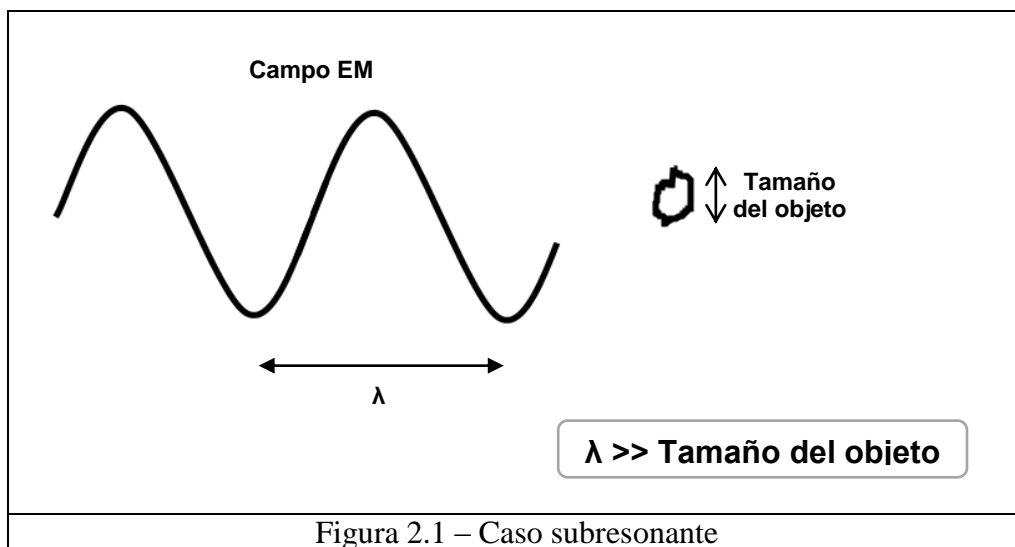
externos de órganos y músculos, con una profundidad de penetración que varía inversamente con la frecuencia.

b) Tamaño del cuerpo humano

Dependiendo de la longitud de onda del campo EM, la absorción de energía es más o menos efectiva en función de si la dimensión del cuerpo es resonante a la frecuencia de dicho campo.

Podemos distinguir tres casos:

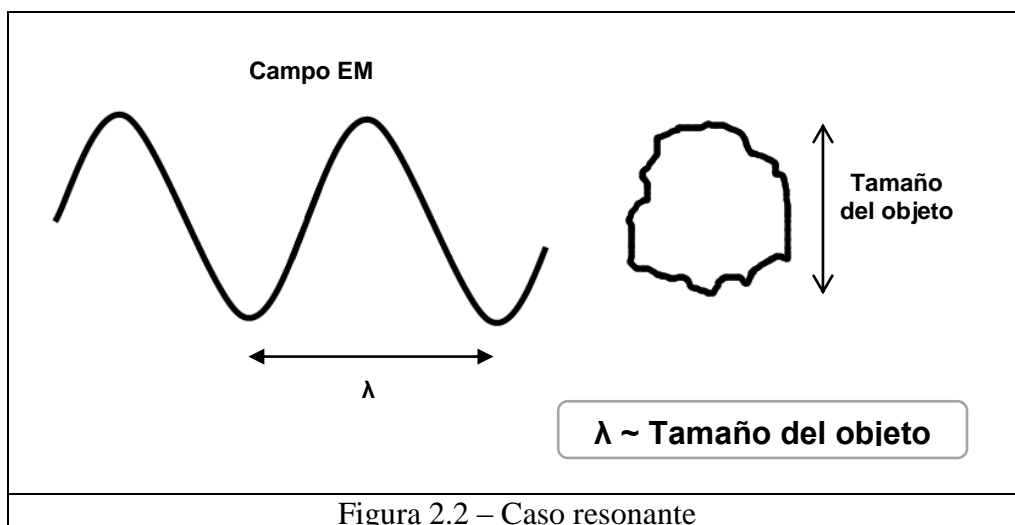
1. Caso sub-resonante



En este caso el cuerpo es menor que el tamaño de la longitud de onda, por lo que la absorción de energía será mínima y uniforme en todo el cuerpo.

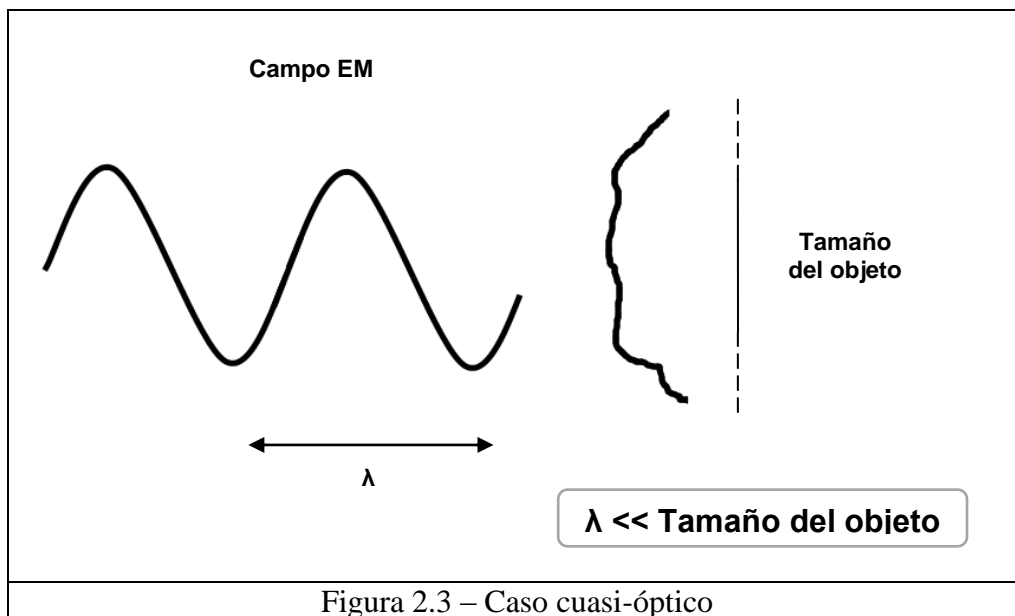
El cuerpo se vuelve más resistivo conforme la frecuencia disminuye.

2. Caso resonante

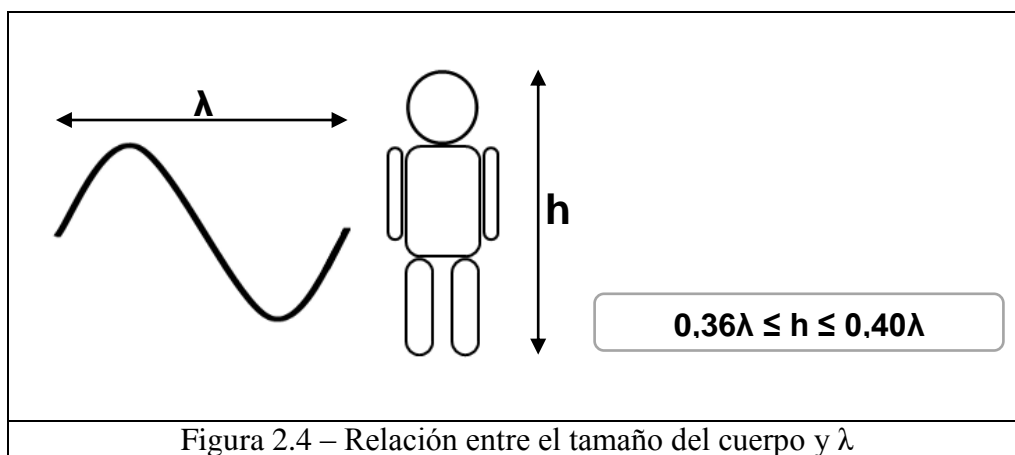


En esta situación la longitud de onda es muy parecida al tamaño del cuerpo. La absorción de energía se maximiza, y será desigual por todo el cuerpo, generando “puntos calientes” de mayor absorción que el resto, y por lo tanto potencialmente peligrosos.

3. Caso cuasi-óptico



En este otro caso la longitud de onda es muy pequeña en comparación con el tamaño del cuerpo. La absorción de energía se minimiza y se concentra en las zonas irradiadas, las cuales pueden elevar su temperatura hasta producir quemadura.



En general se considera que el cuerpo humano resuena entre 30 MHz y 300 MHz, dependiendo del tamaño de la persona.

Hay que tener en cuenta que si una persona está puesta a tierra, su frecuencia de resonancia es la mitad (equivale a un monopolo sobre un plano de masa)

c) Forma y orientación del cuerpo respecto a la polarización del campo

Una persona en posición vertical expuesta a un campo EM polarizado verticalmente absorbe mucha más energía (10 veces más aproximadamente) que la misma persona expuesta a un campo EM polarizado horizontalmente.

Siempre que la polarización sea cruzada entre el individuo y el campo EM al que está expuesto, la energía absorbida se minimiza.

d) Complejidad del campo EM (campo cercano)

En condiciones de campo cercano la distribución de energía es compleja y difícil de calcular, por lo que la mayoría de estándares se basan en condiciones de campo lejano y onda plana, y su relación con el cuerpo humano.

En condiciones de campo cercano es mejor evitar la exposición, ya que la absorción de energía aún no está determinada de forma concluyente.

La Tasa de Absorción Específica o SAR (con unidades de W/kg) es usada por la mayoría de los estándares de seguridad para cuantificar la absorción de energía máxima admitida por unidad de masa de un individuo, a partir de la cual se producen efectos biológicos perjudiciales en el cuerpo humano.

En general, para toda la población, se considera que hasta un SAR de 4 W/kg los efectos producidos son reversibles, y por encima de 5 W/kg los efectos pueden llegar a ser permanentes, y se consideran adversos. La mayoría de los estándares establecen un **SAR medio para cuerpo entero límite en 0,4 W/kg**, el cual se obtiene de aplicar un factor de 10 al límite de SAR que produce efectos reversibles, como factor de seguridad y de incertidumbre en la respuesta biológica de los experimentos que lo determinan.

Los efectos biológicos en el cuerpo humano que aparecen ante la exposición a RNI, y que determinan el SAR límite, se evalúan fundamentalmente a partir de los siguientes factores del campo EM al que se está expuesto:

- a) Frecuencia
- b) Modulación
- c) Intensidad
- d) Tiempos de exposición

2.2.1.1 Factores

El factor principal en la efectividad del acoplamiento de campos EM externos en el cuerpo humano es su **intensidad**. A mayor nivel de campo, mayor acoplamiento, por lo que un mecanismo para reducir el nivel de exposición es alejarse de la fuente.

La **frecuencia** de los campos EM a los que se expone un individuo es otro factor determinante en la efectividad del acoplamiento. Existe una relación directa entre el mecanismo de acoplo, la frecuencia del campo EM y las dimensiones del individuo afectado.

Desde el punto de vista espectral, las RNI suelen categorizarse en un sentido muy amplio en campo EM de baja y alta frecuencia:

- Las fuentes de campo EM de baja frecuencia habituales son las líneas de distribución de energía eléctrica y máquinas inductivas.
- Las fuentes de campo EM de alta frecuencia más comunes son ordenadores, instalaciones de radiodifusión, estaciones radar, estaciones base de comunicaciones y dispositivos móviles de comunicaciones.

Otro factor muy importante a tener en cuenta es el **tiempo de exposición**. Parece obvio que una exposición a valores elevados de potencia de campo EM es peligrosa, y que el riesgo disminuye reduciéndola por debajo de los niveles de referencia que impone la normativa, pero ¿es realmente esto cierto? Actualmente hay grupos de debate abiertos que investigan si una exposición prolongada de valores de potencia bajos puede causar efectos adversos en la salud y bienestar de la población, que no se recogen actualmente en las guías lanzadas por el ICNIRP.

También es importante el factor de **modulación** del campo, ya que en algunas ocasiones valores bajos de potencia media, pero de valores elevados de pico, pueden ser peligrosos incluso durante una exposición breve.

Los campos fuertemente modulados en pulso son más eficaces a la hora de producir una respuesta biológica que los campos de onda continua de igual tasa promedio de deposición de energía en los tejidos. Para potencias elevadas puede producir efectos de carácter térmico muy importantes. Así mismo, pueden producir sensaciones auditivas molestas, que en caso de exposición prolongada pueden ser agotadoras y potencialmente dañinas.

Es importante saber que la normativa establece los niveles de referencia de forma distinta para los campos modulados en pulso, que para los campos de onda continua. Un campo pulsado de baja potencia media puede tener efectos de respuesta biológica importantes. Los niveles de referencia para estos campos son más elevados, ya que se contrasta con ellos el valor de densidad de potencia promediado sobre el ancho del pulso de la señal modulada, que en general suelen tener ciclos de trabajo inferiores a 1:1000 (la potencia media de las RNI fuertemente moduladas en pulso tiene valores bajos lejos de la fuente, pero posee valores de pico muy elevados que pueden resultar peligrosos)

2.2.1.2 Efectos

Los principales efectos físicos que se observan en el cuerpo son la inducción de corrientes y la absorción de energía electromagnética, que se traducen principalmente en alteraciones del sistema nervioso y cardiovascular, y en la elevación de la temperatura corporal.

Solo se explicarán los efectos por acoplamiento directo. Los efectos por acoplamiento indirecto, como las corrientes de contacto o acoplamiento de los campos EM a dispositivos implantados en el cuerpo, se regulan y se miden de forma distinta a los efectos producidos por RNI.

En baja frecuencia, los campos EM atraviesan el cuerpo, *acoplándose*, resonando en ciertas zonas, debido a las dimensiones de extremidades y cavidades corporales y su relación directa con la longitud de onda del campo externo:

- a) Los campos **E** redistribuyen la densidad de carga eléctrica en la superficie de tejidos conductores, y causan corrientes inducidas en los mismos.
- b) Los campos **H** inducen corrientes que circulan por el interior del cuerpo, dependiendo del área del circuito que los generan. Las corrientes pueden producir estimulación de nervios y músculos.

En alta frecuencia, los campos EM solo penetran una corta distancia en el cuerpo. *La energía es absorbida y es transformada en agitación molecular*. Este movimiento produce una “fricción” entre moléculas que disipa energía en forma de calor, aumentando la temperatura de los tejidos. A muy altas frecuencias, 10 GHz o más, la absorción de energía electromagnética se confina en gran parte en las capas epidérmicas de la piel y tejidos subcutáneos, y afecta especialmente a la parte más externa del ojo.

Otro interrogante es el posible efecto cancerígeno de los campos magnéticos de extremada baja frecuencia (ELF), especialmente la leucemia en niños. Existen estudios epidemiológicos que tratan de relacionar este efecto con los ELF, pero actualmente se sigue estudiando por no existir una evidencia científica que explique dicha relación.

Igualmente existen estudios epidemiológicos que estudian efectos reproductivos adversos en mujeres embarazadas expuestas a ELF, de los cuales ninguno ha concluido ninguna evidencia consistente.

Los efectos más acusados ante exposición a RNI son los de **efectos de carácter térmico**. Estudios científicos han demostrado que para niveles de absorción de energía electromagnética que causen un aumento de la temperatura corporal de entre 1 y 2 °C, durante una exposición de 30 minutos, se producen efectos biológicos adversos tales como alteraciones de las funciones neuronales y neuromusculares, debilitamiento ocular, y cambios en el sistema inmunológico, entre otros.

La exposición parcial a campos EM intensos puede producir daños térmicos importantes (quemaduras) en tejidos sensibles y mal termorregulados por la escasa circulación sanguínea, como el ojo y los testículos.

Los efectos de carácter térmico son los más importantes, y son los que más se tienen en cuenta a la hora de establecer las restricciones básicas. De hecho, es un factor muy importante a la hora de establecer los niveles de referencia. Estos están establecidos de forma que el promedio del valor de intensidad de campo al que se está expuesto, en un tiempo determinado por la normativa, no provoque aumentos de temperatura corporales superiores a 1 °C.

También están bajo estudio los **efectos de carácter atérmicos** de la exposición prolongada de campos de alta frecuencia de bajo nivel, como por ejemplo, la emitida por dispositivos de telefonía móvil y sus estaciones base. Tampoco existen resultados concluyentes, por ser una tecnología relativamente reciente, y no poseer datos suficientes para realizar estudios fiables, pero no se descartan dichos efectos.

Hay que destacar que el principal órgano que se ve afectado por un efecto atérmico es el ojo, el cual sufre daños atérmicos en las células sensibles de la retina, pudiendo producir cambios degenerativos en las mismas, con pérdidas y alteraciones de la visión.

Otro efecto menos acusado de carácter atérmico, ya que se da ante campos pulsados de muy elevada potencia, es la pérdida de reflejos y pérdida de la capacidad de evocar movimientos.

Los efectos biológicos atérmicos se han estudiado principalmente en campos de alta frecuencia de amplitud modulada, con modulaciones de muy baja frecuencia principalmente. Todos los estudios realizados a día de hoy no son concluyentes, debido a que la interpretación de los resultados es compleja, al observarse ventanas de respuesta distintas en función de la combinación del dominio frecuencia y densidad de potencia a la que se expusieron los sujetos bajo prueba. La no existencia de modelos que expliquen los efectos atérmicos en relación directa con la intensidad de campo hace muy difícil extraer conclusiones claras que cuantifiquen la severidad de tales efectos.

2.2.2 Normas y límites

2.2.2.1 Restricciones básicas

Las restricciones básicas son las restricciones en los efectos de la exposición a campos EM, basadas directamente en los efectos sobre la salud, es decir, es el efecto mínimo que se puede considerar como una perturbación de la salud, ante la exposición a campos EM.

Las restricciones básicas se determinan a través de investigaciones en laboratorio, voluntarios, células y animales, y a través de estudios epidemiológicos, y se obtienen mediante la ayuda de medidas de densidad de corriente (\mathbf{J}) y tasa de absorción específica de energía o SAR (W/kg) - dependientes de la frecuencia, como vimos en apartados anteriores - en el individuo sometido a prueba. Estas medidas son, en promedio, los valores umbrales que no hay que superar para que no se produzcan los efectos mínimos anteriormente citados.

2.2.2.2 Niveles de referencia

Los niveles de referencia son los límites proporcionados de forma práctica - fácilmente medibles - para evaluar el riesgo ante una exposición a campos EM de forma sencilla, es decir, son los niveles de campo que no se han de superar en una exposición, durante un tiempo determinado, para que la probabilidad de que se superen las restricciones básicas sea baja. Superar los niveles de referencia no implica superar las restricciones básicas al 100% de probabilidad, por lo que si se superan, no implica que surjan efectos adversos en la salud de la población expuesta.

Los niveles de referencia son valores rms imperturbados², y se dan en valor de intensidad de campo (V/m o A/m) o densidad de potencia (W/m^2), del campo incidente al que se está expuesto. Esto se debe a que es más fácil medir el nivel del campo

² Que los niveles de referencia sean imperturbados significa que cuando se mide el campo electromagnético en un punto para compararlo con los valores de referencia, el método de medida no puede ser intrusivo, es decir, no puede variar el valor de campo que existiría si no hubiese sensor de campo en el punto de medida.

eléctrico o magnético al que se está expuesto en un punto del espacio, que medir la **J** o SAR que provoca en un individuo.

Los niveles de referencia son calculados y/o medidos a partir de las restricciones básicas impuestas (calculadas a su vez a partir de las medidas de **J** o SAR practicadas en individuos en experimentos prácticos realizados en laboratorio)

Hay que destacar que los niveles de referencia son estipulados aplicando además un factor de seguridad, que tiene en cuenta:

- a) El nivel de aprehensión del individuo, es decir, el grado de conocimiento del individuo por su ocupación profesional, su objetividad y su capacidad de protección ante la exposición a campos EM.
- b) La dispersión de la medida, debido a:
 - Las posibles modulaciones de la señal
 - La variación de la absorción de energía del cuerpo con la frecuencia
 - Las condiciones ambientales
 - La edad del individuo
 - El estado de salud del individuo
 - La orientación del campo EM respecto al individuo (polarización)
 - La reflexión, concentración y dispersión del campo EM incidente

Tanto la directiva vigente de la UE como la normativa española, aplica los siguientes niveles de referencia, para exposición ocupacional y exposición para público general:

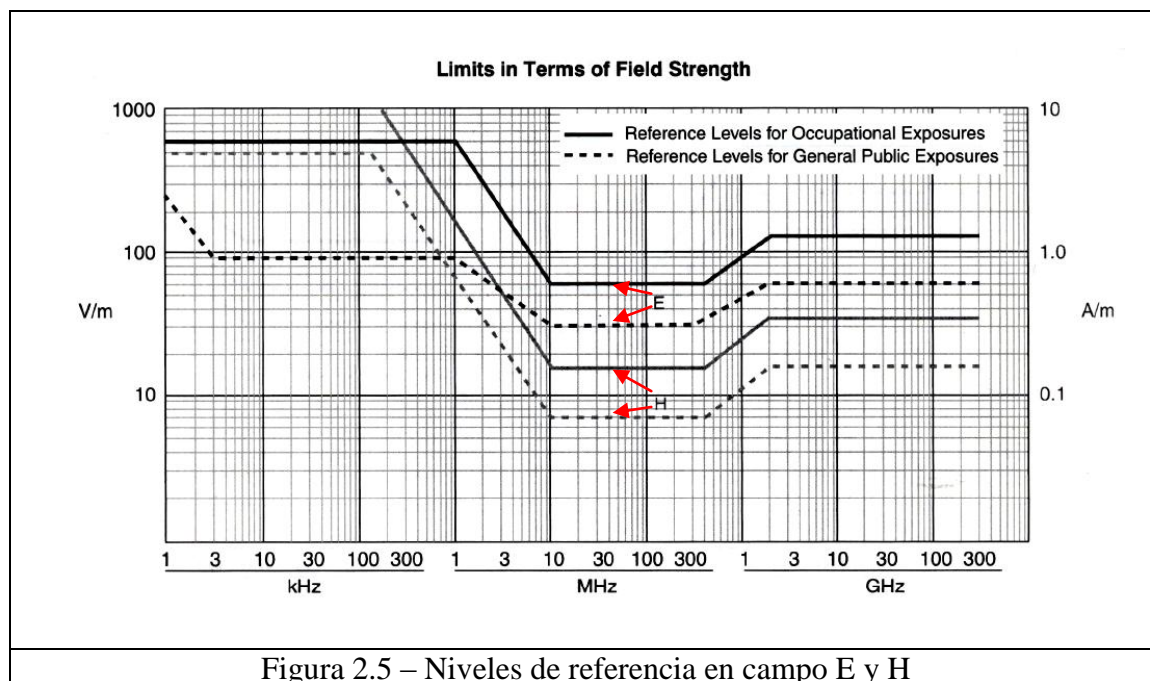


Figura 2.5 – Niveles de referencia en campo E y H

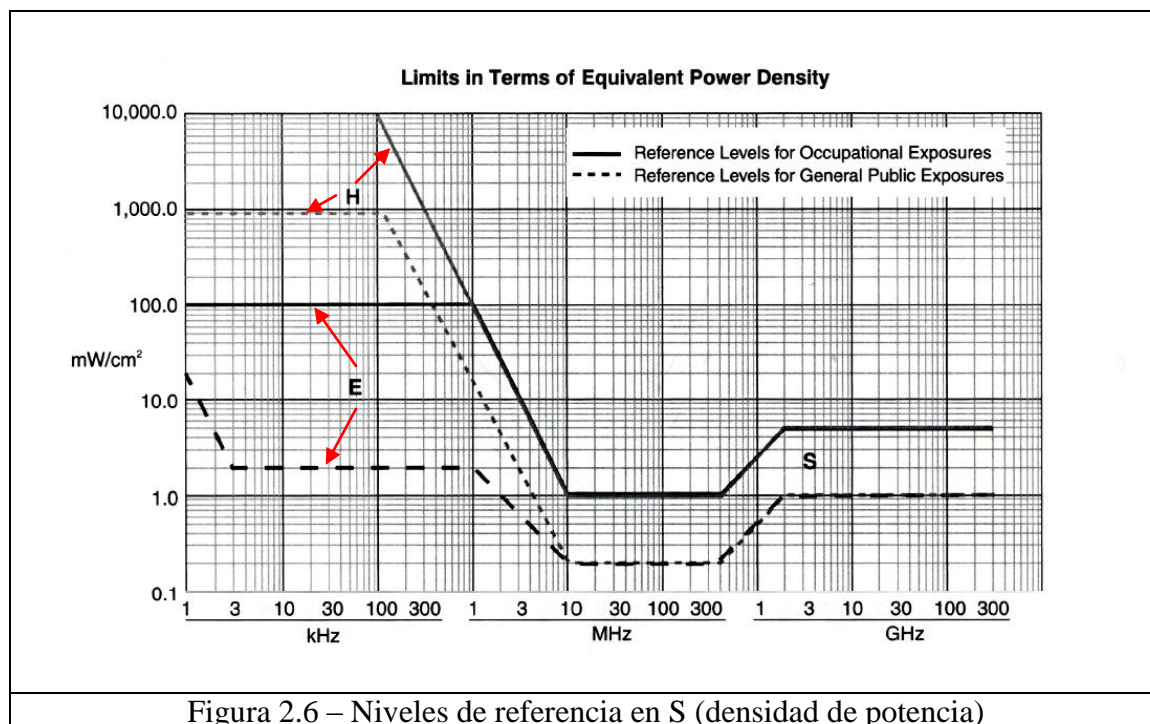


Figura 2.6 – Niveles de referencia en S (densidad de potencia)

2.3 MÉTODOS DE MEDIDA

El estudio de la RNI ambiental en un punto determinado del espacio exige conocer previamente el emplazamiento o entorno de medida, es decir, se han de conocer al máximo las características de las posibles fuentes de radiación: frecuencia, potencia, modulación, cantidad, armónicos o espurios, barrido y posición en dicho entorno; así como las características de propagación: distancia a la fuente, tipo de fuente o antena (tamaño, ganancia, ancho de haz a 3 dB y orientación), polarización del campo y existencia de materiales absorbentes o dispersivos.

Este conocimiento previo asegurará la fiabilidad de las medidas realizadas, minimizando el error cometido y uniformizando los datos registrados en varios puntos espacio-temporales del emplazamiento bajo estudio.

Las fuentes de RNI más habituales y que cubren el 95% de las emisiones son:

- Estaciones de telefonía móvil
- Estaciones de radiodifusión
- Estaciones de televisión

También se puede hacer mención a emisiones en banda VHF y UHF de radio móvil de servicios privados, y diversos servicios en la banda de microondas como enlaces punto a punto y estaciones de satélite y radar.

2.3.1 Conceptos básicos

Evaluar el cumplimiento de la normativa vigente en materia de protección ante la exposición a RNI en un cierto emplazamiento significa evaluar si se cumplen los niveles de referencia pertinentes, asegurando que los valores de campo eléctrico y magnético

promediados espacialmente y temporalmente, como indica la normativa, no superan los máximos que ésta indica.

La metodología puede plantearse en función de:

- Si las medidas requeridas son básicas o detalladas
- Si el medio de transmisión es simple o complejo

Una **metodología básica** estima el valor eficaz (rms) del campo EM promediado en un tiempo determinado, obteniendo una cota máxima de la densidad de potencia radiada obtenida.

Una **metodología compleja** trata de determinar la componente espectral del campo EM, el origen en una o más fuentes, y la contribución de cada una de ellas.

La **metodología en un medio simple** supone una fuente de campo EM predominantemente monocromática (sinusoidal pura), bajo condiciones de campo lejano (región de Fraunhofer), y sin obstáculos (espacio libre entre fuente y medidor)

La **metodología en un medio complejo** exige la diferenciación de las emisiones recibidas en un punto por diferentes trayectorias, usando sensores con directividad, para tratar de encontrar las emisiones máximas en cada dirección, teniendo en cuenta que si el sensor es sensible a la polarización del campo, habrá que realizar diferentes medidas en varias polarizaciones hasta hallar el máximo. Esta metodología implica el uso de medidores selectivos en frecuencia, y el análisis de cada una de las componentes multitrayectoria como frentes de onda en campo lejano o cercano.

Para entender el resto del proyecto es importante recordar las siguientes definiciones:

a) Propagación en espacio libre

Las ondas electromagnéticas generadas por dispositivos fabricados por el hombre normalmente se propagan por cables (coaxiales) o guías de onda. Al final de dichos cables o guías se colocan elementos radiantes o antenas que transmiten la energía al espacio libre. Las cargas que se mueven por la superficie de la antena provocan una onda electromagnética que se propaga hacia el exterior de la antena (en su mayoría) por el espacio libre.

El espacio libre posee una resistencia a la radiación electromagnética (medio de propagación) sin la cual las ondas electromagnéticas no podrían existir.

Si congelamos una imagen de un campo electromagnético propagándose por el espacio libre en condiciones de campo lejano o región de Fraunhofer, tiene el siguiente aspecto:

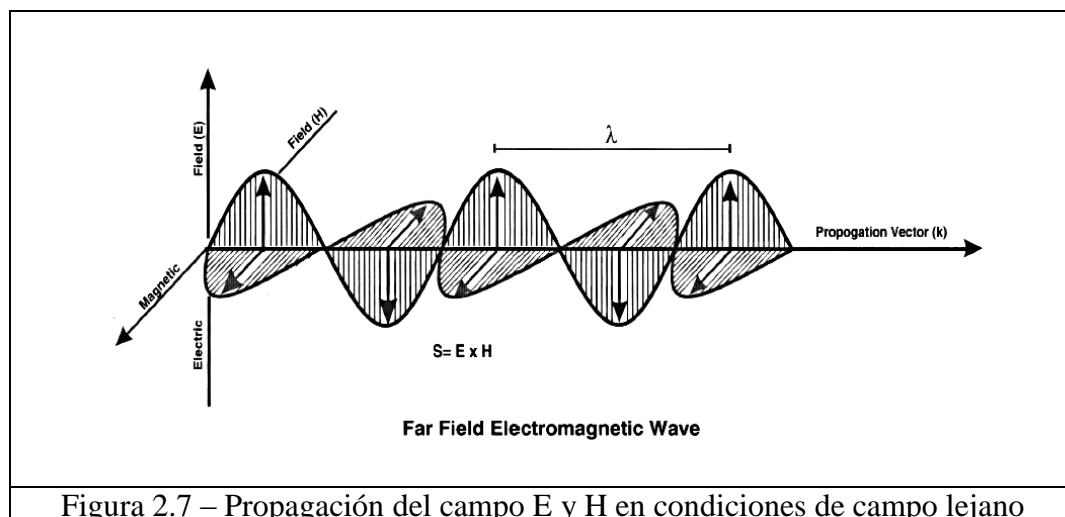


Figura 2.7 – Propagación del campo E y H en condiciones de campo lejano

Es importante saber que en condiciones de campo lejano el campo eléctrico E es perpendicular a la dirección de propagación y el campo magnético H es perpendicular a ambos, al campo eléctrico E y a la dirección de propagación.

b) Campo cercano y campo lejano

La complejidad del medio y de las medidas vienen dadas por la complejidad del campo EM, es decir, dependen de la región donde esté situado el frente de onda medido respecto a la fuente.

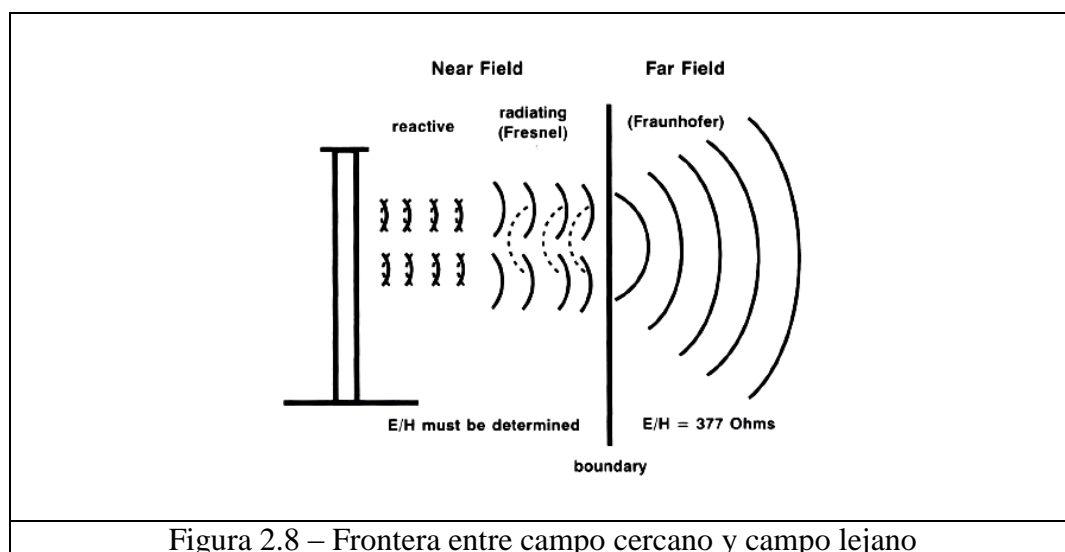


Figura 2.8 – Frontera entre campo cercano y campo lejano

Existen tres regiones según la distancia a la fuente de radiación:

1. Región reactiva (campo cercano). En esta región la energía no se radia, se almacena. La energía emitida es recuperada.
2. Región de Fresnel (campo cercano). En esta región parte de la energía se almacena (se recupera parte de la energía emitida) y parte se radia.
3. Región de Fraunhofer (campo lejano). En esta región el nivel de campo se atenúa con la distancia, radiando toda la energía hacia el espacio libre.

La región de mayor interés es la región de Fraunhofer o campo lejano, ya que la mayoría de las aplicaciones en las que se emplea RNI, implica transmisión de energía electromagnética a puntos alejados de la fuente (aplicaciones en telecomunicaciones, aplicaciones radar, ...)

Ahora podemos definir campo lejano y campo cercano como:

1. Definimos **campo cercano** cuando la distancia entre la fuente y el frente de onda (punto de medida) es inferior a 3 veces la longitud de onda de la señal de menor frecuencia medida ($d < 3\lambda$)
2. Definimos **campo lejano** o **región de Fraunhofer** cuando la distancia entre la fuente y el frente de onda (punto de medida) es superior a 3 veces la longitud de onda de la señal de menor frecuencia medida ($d > 3\lambda$)

c) Caracterización del espacio libre

Cuando se realizan medidas de RNI ambiental el objetivo es cuantificar el nivel de densidad de energía que existe en un emplazamiento determinado.

El valor de la densidad de energía es:

$$|S| = |\mathbf{E} \times \mathbf{H}| = |\mathbf{E}| |\mathbf{H}| \sin \theta$$

En campo lejano los frentes de onda serán casi planos, y se cumple que E y H son perpendiculares, por lo que:

$$|S| = |\mathbf{E} \times \mathbf{H}| = |\mathbf{E}| |\mathbf{H}|$$

Por lo que para campo lejano en espacio libre podemos definir el ratio entre E y H como la **impedancia del espacio libre** o resistencia a la radiación electromagnética del espacio libre, como (de las ecuaciones de Maxwell):

$$\eta_0 = \frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{H}|} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 376,76\Omega = \text{Impedancia del espacio libre (en el vacío)}$$

Este resultado nos simplifica mucho el trabajo cuando realizamos medidas en campo lejano, ya que midiendo exclusivamente el campo eléctrico podremos calcular el campo magnético y la densidad de energía.

Simplificando:

$$E/H = 377 \Omega$$

$$S = E \times H$$

$$S = 377 \times H^2$$

$$S = E^2/377$$

S en W/m^2
E en V/m
H en A/m

d) Nivel de campo equivalente:

Al ser E y H magnitudes vectoriales, para una medida de campo E o campo H, en un punto del espacio, se definen los niveles de campo equivalentes como:

$$E_e = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2}$$

$$H_e = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2}$$

e) Valor eficaz o rms

La densidad de potencia de una onda electromagnética está relacionada con la intensidad del campo eléctrico y del campo magnético, siendo el producto de ambas.

Cuando hablamos de densidad de potencia, usamos el valor rms, el cual es el producto de las amplitudes de pico del campo E y H entre dos, es decir:

$$S = E \times H = E_0/\sqrt{2} \times H_0/\sqrt{2} = E_0 H_0 / 2$$

f) Intensidad de campo y densidad de potencia

Una onda electromagnética representa un flujo de energía en una dirección de propagación. La intensidad de un campo EM depende de la potencia del transmisor, de la antena usada y de la distancia a la antena. El densidad potencia del campo se especifica por la intensidad de campo que atraviesa por unidad de área.

Los medidores comerciales para alta frecuencia (de campo lejano) representan las medidas tanto en densidad de potencia S (mW/m^2), como en campo E (V/m) y en campo H (A/m).

Cuando una fuente radia la potencia de forma isotrópica (uniforme en todas las direcciones) la densidad de potencia a una distancia r de la fuente será la potencia radiada total P entre el área de la esfera A :

$$S = \frac{P}{A} = \frac{P}{4\pi r^2}$$

Esta es la ley de la disminución de la densidad de potencia con la inversa del cuadrado de la distancia, y es aplicable a radiadores isotrópicos, o que radien sobre una porción limitada de superficie de la esfera.

Con todas las aclaraciones hechas en párrafos anteriores, es importante concluir que medir en un medio complejo en condiciones de campo cercano no es práctico, ya que implica que:

- No existe relación sencilla entre E y H, por lo que habrá que medir ambos campos por separado.
- La densidad de potencia no se obtiene de los valores equivalentes de E y H, aunque sí dan una cota superior.
- Las variaciones espaciales del campo son muy rápidas, por lo que habrá que medir con mucha resolución espacial.
- El campo puede no ser uniforme en el volumen ocupado por el sensor, por lo que éste último puede quedar fuera de calibración.
- El volumen ocupado por el sensor puede afectar al diagrama de radiación de las fuentes de campo EM, y por tanto alterar la medida que saldría sin estar el sensor, y viceversa.

Es importante conocer que siempre existe error en las medidas de RNI, y que su valor es principalmente por la suma de los siguiente errores:

- Error de calibración
- Error de planitud en la respuesta en frecuencia
- Error de linealidad del detector
- Error de polarización
- Error por efecto de la temperatura
- Error de isotropía

2.3.2 Metodología

La realización de medidas para la evaluación de la RNI ambiental existente en un emplazamiento, conlleva generalmente la realización de tres medidas de distinta metodología:

- 1) Medidas en banda ancha. Estimación rápida del ambiente radioeléctrico.
- 2) Medidas en banda estrecha. Análisis de multitrayectoria y de múltiples fuentes.
- 3) Medidas específicas. Medidas bajo condiciones de campo cercano y de señales fuertemente moduladas en pulso, con alto valor de pico y bajo valor rms.

Las medidas específicas no se tratarán en este texto, ya que son casos muy especiales a los que únicamente se exponen profesionales que trabajan con transmisores de potencia de HF y de señales radar.

Antes de realizar cualquier medida hay que elegir la correcta equipación de medida, y elegir si se utiliza **instrumentación de laboratorio** para realizar medidas en banda estrecha y específicas, o usamos **equipos de monitorización** para realizar medidas en banda ancha.

La instrumentación de laboratorio provee de mucha precisión, pero tiene el inconveniente de que su manejo requiere destreza, y no ofrece posibilidad de monitorización continua durante periodos largos de tiempo.



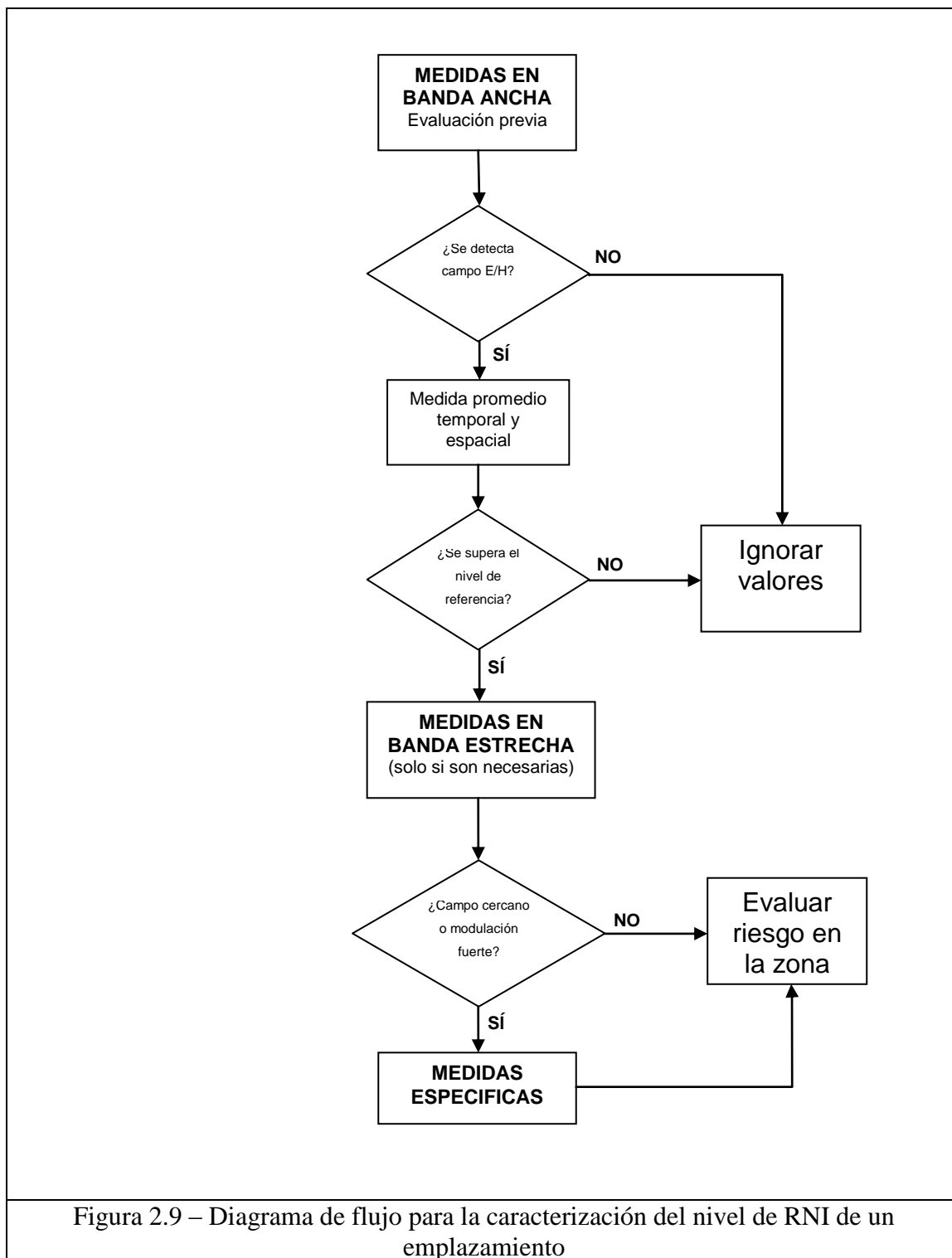
Los equipos de monitorización (medidores de campo) permiten realizar medidas y estimaciones rápidas de nivel de RNI en un emplazamiento, con un mínimo de esfuerzo de aprendizaje del manejo del equipo.

Con el fin de seleccionar la equipación correcta de medida, es muy importante determinar previamente:

- En qué banda de frecuencia se quiere medir
- La directividad con la que se quieren realizar las medidas
- La modulación de la señal
- Condiciones de medida de campo lejano o cercano

A continuación describiremos la metodología general de medida y/o monitorización de nivel de campo EM en un emplazamiento.

La siguiente figura ilustra el diagrama de flujo a seguir para una correcta medida:



2.3.2.1 Medidas en banda ancha

DESCRIPCIÓN

Es una fase rápida de medida, pero con poca precisión. Implica una metodología básica.

INSTRUMENTACIÓN

Se usan medidores isotrópicos de banda ancha de alta frecuencia, suponiendo que se mide bajo condiciones de campo lejano. Los sensores más comúnmente empleados son los de campo eléctrico. El campo magnético se calcula bajo la hipótesis de campo lejano. Tienen poca sensibilidad de medida ya que se emplean en medidas comparativas con los niveles de referencia, cuyo valor mínimo está por encima de 1V/m.

PROCEDIMIENTO

Debido al empleo de sensores isotrópicos y de banda ancha, se miden señales dentro de un gran margen de frecuencias y obviando el efecto multitrayectoria de cada transmisor al punto de medida.

Se emplean sondas distintas para cada banda de frecuencia, y se toman valores cada segundo durante 6 minutos. Después se obtiene el valor promediado dentro de dichos 6 minutos. Se pueden tomar datos durante más tiempo, y después sacar promedios por ventanas correlativas de 6 minutos de duración, separadas 1 segundo, tomando como medida válida la de mayor valor promedio.

Finalmente se calcula el nivel total a partir de los niveles correspondientes a cada banda, según las expresiones:

$$E = \sqrt{\sum_{i=1}^n E_i^2}$$

$$H = \sqrt{\sum_{i=1}^n H_i^2}$$

A los valores obtenidos en estas expresiones se les suele aplicar un factor de seguridad de 6 dB, es decir, se multiplican por 2 y luego se comparan con los niveles de referencia. Si el valor final obtenido no supera los niveles de referencia, no hay riesgo ante la exposición a RNI en el emplazamiento bajo estudio; si supera o se acerca mucho a los niveles de referencia, se pueden tomar dos decisiones:

1. Si se sabe con exactitud que se cumple la hipótesis de **medio simple** anteriormente citada, se evalúa el riesgo existente de la exposición a RNI en el emplazamiento bajo estudio.
2. Si no se cumple la hipótesis de **medio simple**, se procede a realizar medidas en banda estrecha.

2.3.2.2 Medidas en banda estrecha

DESCRIPCIÓN

En el caso de obtenerse niveles cercanos a los niveles de referencia en la fase de medidas en banda ancha, se procede a realizar medidas selectivas en frecuencia, es decir, en banda estrecha, con el fin de determinar las posibles fuentes de RNI que aportan energía al valor final medido.

INSTRUMENTACIÓN

Se usan antenas directivas y un analizador de espectro. Se sigue empleando la hipótesis de campo lejano para realizar las medidas.

PROCEDIMIENTO

Se realizan barridos para determinar todas las componentes espectrales significativas que componen la RNI, buscando para cada una de ellas el peor caso, es decir, maximizando su nivel en función de la orientación de la antena y de su polarización.

Las emisiones en campo eléctrico en dB(V/m) se calculan a partir de la medida de potencia del receptor en dBV:

$$E = N + FA + AT$$

N = Medida del receptor en dBV

FA = Factor de antena

AT = Atenuación introducida por el cable de medida

Se anotan todas aquellas emisiones que superen el valor de campo eléctrico:

$$E > \text{Nivel de referencia}_f - 40 \text{ dB}$$

Finalmente se tiene que cumplir que:

- a) En relación con las densidades de corriente inducida en el cuerpo y los efectos de estimulación eléctrica, pertinentes hasta los 10 MHz:

$$\sum_{i=1\text{Hz}}^{1\text{MHz}} \frac{E_i}{E_{L,i}} + \sum_{i>1\text{MHz}}^{10\text{MHz}} \frac{E_i}{a} \leq 1$$
$$\sum_{j=1\text{Hz}}^{150\text{kHz}} \frac{H_j}{H_{L,j}} + \sum_{j>150\text{kHz}}^{10\text{MHz}} \frac{H_j}{b} \leq 1$$

Donde:

E_i = Intensidad del campo eléctrico medida a la frecuencia i en V/m

$E_{L,i}$ = Nivel de referencia del campo eléctrico en V/m

H_j = Intensidad del campo magnético medida a la frecuencia j en A/m

$H_{L,j}$ = Nivel de referencia del campo magnético en A/m
 $a = 87 \text{ V/m}$
 $b = 5 \text{ A/m (6,25 } \mu\text{T)}$

- b) En relación con las circunstancias de efecto térmico, pertinentes a partir de 100 kHz:

$$\sum_{i=100\text{kHz}}^{1\text{MHz}} \left(\frac{E_i}{c}\right)^2 + \sum_{i>1\text{MHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{E_i}{E_{L,i}}\right)^2 \leq 1$$
$$\sum_{j=100\text{kHz}}^{150\text{kHz}} \left(\frac{H_j}{d}\right)^2 + \sum_{j>150\text{kHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{H_j}{H_{L,j}}\right)^2 \leq 1$$

Donde:

E_i = Intensidad del campo eléctrico medida a la frecuencia i en V/m
 $E_{L,i}$ = Nivel de referencia del campo eléctrico en V/m
 H_j = Intensidad del campo magnético medida a la frecuencia j en A/m
 $H_{L,j}$ = Nivel de referencia del campo magnético en A/m
 $c = 87/f^{3/2} \text{ V/m}$ donde f es la frecuencia expresada en MHz
 $d = 0,73/f \text{ A/m}$ donde f es la frecuencia expresada en MHz

Si se cumplen estas relaciones, no habría ningún riesgo ante la exposición a RNI en el emplazamiento bajo estudio; si no se cumplen, se evaluaría el riesgo existente ante la exposición a RNI en el emplazamiento bajo estudio.

2.4 EQUIPOS DE MEDIDA

El avance de las tecnologías de comunicación ha desplazado los sistemas analógicos hacia sistemas digitales modernos. Estos últimos emplean señales pulsadas moduladas, como ocurre con las tecnologías radar, de radiodifusión y de comunicaciones móviles. La necesidad de caracterizar dichas señales, tanto para su integridad como para la seguridad de la población a su exposición, ha obligado al desarrollo de ciertos instrumentos de medida, que se adaptan a la amplia densidad espectral de las mismas. Igualmente ocurre en la disciplina de Compatibilidad Electromagnética (EMC), donde señales interferentes de banda ancha y de alta frecuencia, y espurios o señales sinusoidales de banda estrecha, emitidos por sistemas electrónicos, son buscados para mantener su integridad e interoperabilidad, cuando operan todos en un entorno común.

Los principales instrumentos de medida de potencia para medidas ambientales de RNI son el analizador de espectros/receptor EMI³ (Interferencia Electromagnética), y el medidor de campo de banda ancha (que viene derivado del medidor de potencia)

³ Una EMI es una señal electromagnética interferente emitida por una fuente controlada o no, que perturba el correcto funcionamiento de un sistema electrónico, y que produce una respuesta transitoria en él, con efectos nocivos, temporales o permanentes, que degradan su funcionalidad.

Cada uno se adapta mejor a unas necesidades de medida distintas, en función de qué características del campo electromagnético se quieren medir.

2.4.1 El medidor de campo

El medidor de campo de banda ancha, en especial el de alta frecuencia, es el equipo más ágil a la hora de realizar medidas de campo EM en campo lejano.

Los medidores de campo de banda ancha derivan de los medidores de potencia. Al igual que los medidores de potencia, constan de:

- a) Un detector, el cual se integra en este caso en una antena isotrópica
- b) Un medidor/registrador de datos.

En el próximo capítulo se entrará más en detalle a cerca de los medidores de campo.

Se dedicará un capítulo completo, ya que el objetivo de este proyecto es construir un sistema similar, pero con una sensibilidad y capacidad de almacenamiento mayor.

2.4.2 El Analizador de espectro y receptor EMI

El analizador de espectro permite realizar medidas en detalle, caracterizando cada componente espectral de la señal muestreada.

Se basan en el principio del receptor heterodino. Básicamente lo que hace es mezclar la señal de entrada con otra de una frecuencia conocida (heterodinación), con el fin de convertir la señal de entrada a una señal de frecuencia inferior fija, que es más fácil de amplificar y filtrar que la portadora original.

La señal de entrada es atenuada convenientemente (para no dañar etapas posteriores) y filtrada por un filtro paso bajo, para evitar problemas de aliasing en el mezclador.

En el mezclador, la señal es multiplicada por una señal sinusoidal generada por un oscilador local, cuya frecuencia (variable) es controlada por un generador de barrido horizontal o generador de tracking. En esta etapa la frecuencia de la portadora se disminuye a una frecuencia intermedia.

La operación llevada a cabo en el mezclador no es lineal, haciendo que el espectro de la señal en ese punto se extienda en todo el rango de frecuencias, por lo que posteriormente se aplica un filtro paso banda a la señal. Dicho filtro, generalmente gaussiano, tiene un ancho de banda variable, llamado ancho de banda de resolución (RBW), y es configurable por el usuario. El filtro paso banda está centrado en la frecuencia dada por el oscilador local o generador de tracking, y su RBW se especifica a 3 o 6 dB por debajo del máximo a su frecuencia central. (Los RBW a 6 dB son los empleados por normativas de EMC para detección de EMI de banda ancha)

En la siguiente figura se puede observar cómo se define un filtro gaussiano a 3 y 6 dB.

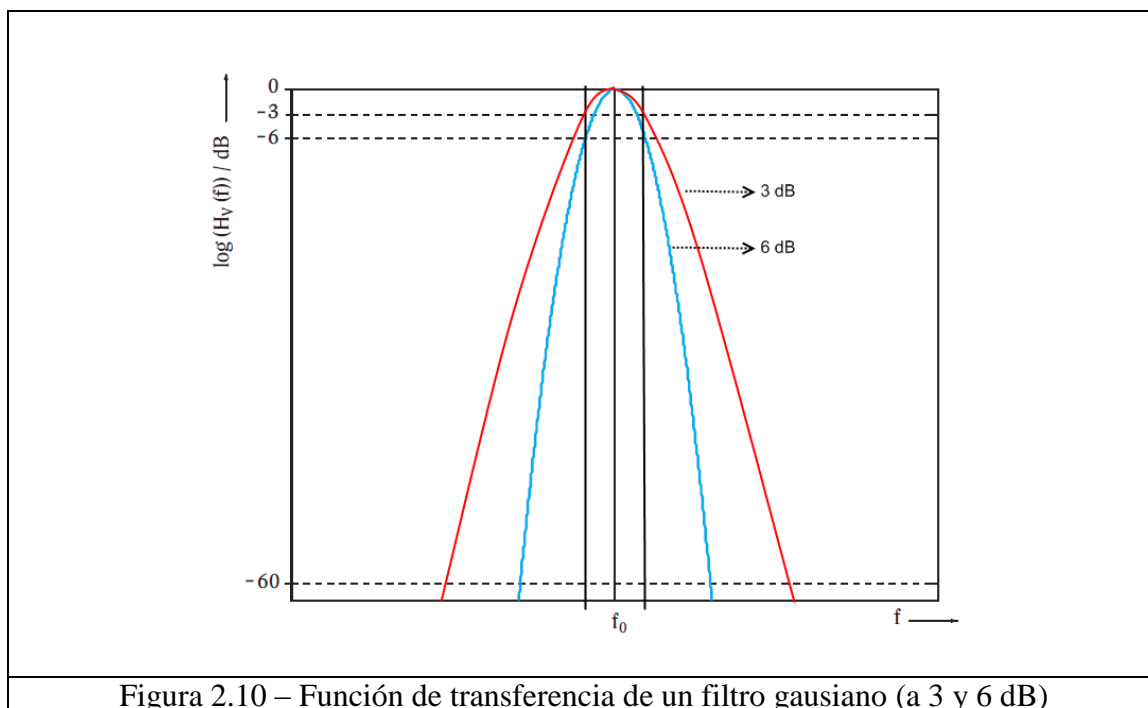


Figura 2.10 – Función de transferencia de un filtro gaussiano (a 3 y 6 dB)

Idealmente, el mejor filtro de frecuencia intermedia (IF) sería un filtro rectangular, por su gran selectividad de señal, pero no se usa debido a que tiene tiempos de respuesta muy elevados, y ralentizaría enormemente el tiempo de barrido para bandas de frecuencia grandes, si se quisiera conseguir una precisión elevada en nivel. Esta es la razón por la cual se usan filtros gaussianos optimizados, con tiempos de respuesta minimizados para precisiones elevadas en la medida de nivel de señal. A menor RBW, mayor selectividad en frecuencia, y mayor precisión en el dominio de la frecuencia, pero mayor tiempo de barrido.

Tras mezclar la señal, y bajar su frecuencia a una frecuencia intermedia constante que contiene la información de nivel de la señal aplicada en la entrada, la señal alcanza un detector de envolvente, que la muestrea. Esta señal es registrada por el instrumento, y es la que se muestra en pantalla.

Los analizadores de espectro modernos suelen representar en pantalla las muestras tomadas por el detector de envolvente, convenientemente filtradas (promediadas), para cada píxel de pantalla que se va a representar, es decir, que promedia las muestras tomadas de la señal de frecuencia intermedia que componen cada píxel de la imagen de pantalla. Si se quiere una precisión mayor en la representación gráfica de pantalla, el ancho de banda de representación (span) se ha de hacer más pequeño. En función de cómo se promedian los datos muestreados para cada píxel, se implementan los siguientes detectores equivalentes:

- a) Valor de pico (máximo, mínimo y auto)
- b) Valor de muestra
- c) Valor medio (av)
- d) Valor rms
- e) Valor cuasi pico (normalizado para medidas de EMC)

Dependiendo del tipo de señal, el efecto del detector y del tiempo de barrido, sobre el valor representado en la pantalla, puede ser notable. En general, el analizador de

espectro suele dar la medida en valor de pico, pero puede hacer la conversión a cualquiera de los otros valores.

No obstante, para señales fuertemente moduladas en pulso los valores de la medida mostrados en valor de cuasi pico, valor rms o valor medio, pueden estar infravalorados. Si la mayoría de muestras se tomasen fuera del pulso dentro de un periodo de repetición, los valores medios se infravalorarían. Se han de conocer la frecuencia de repetición de la señal medida, el valor del filtro del analizador (relación entre valor de pico y valor medio o rms – constante de tiempo o integración de medida) y la frecuencia de muestreo del analizador, con el fin de analizar si dichos valores son correctos o no.

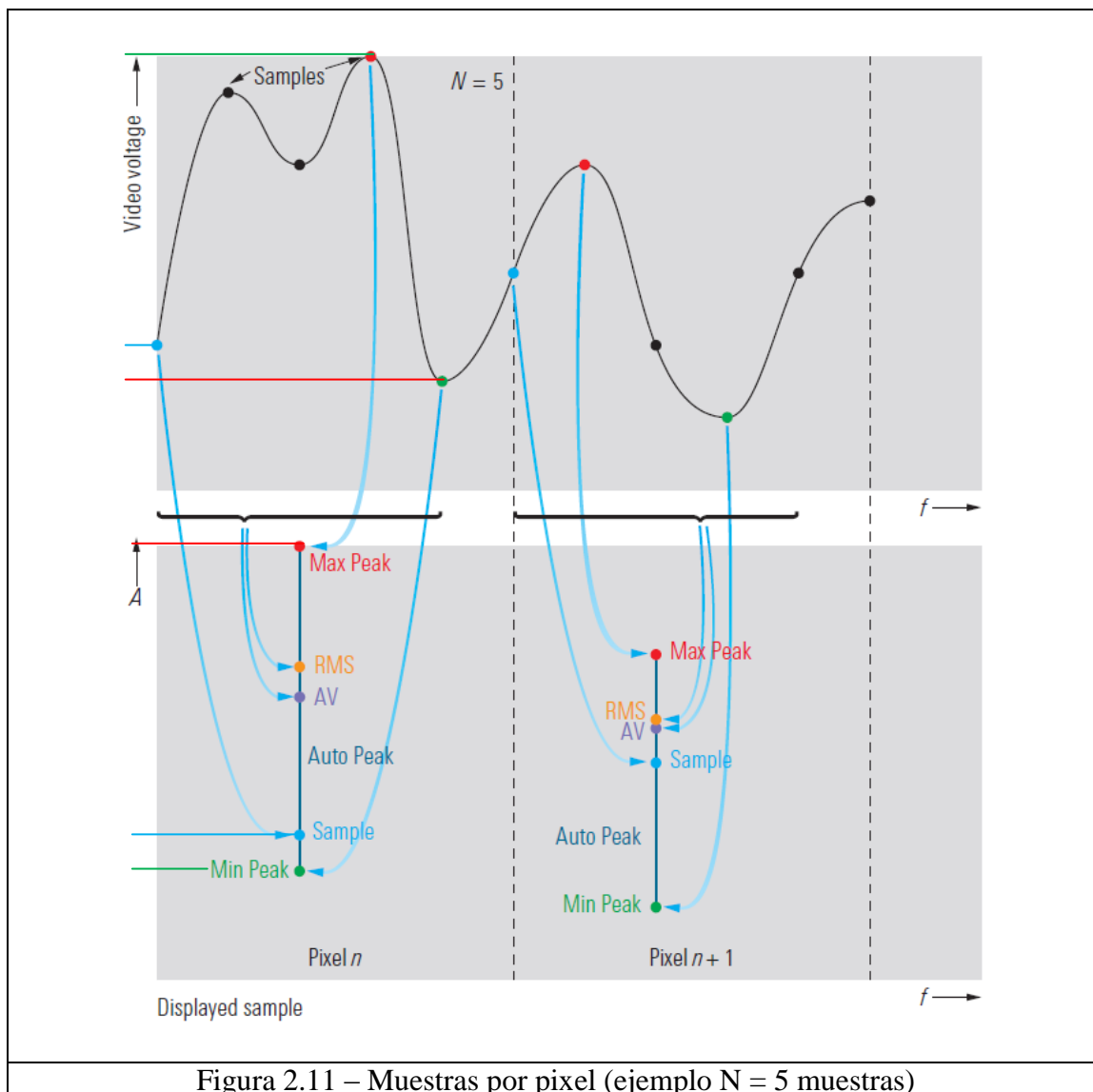


Figura 2.11 – Muestras por píxel (ejemplo $N = 5$ muestras)

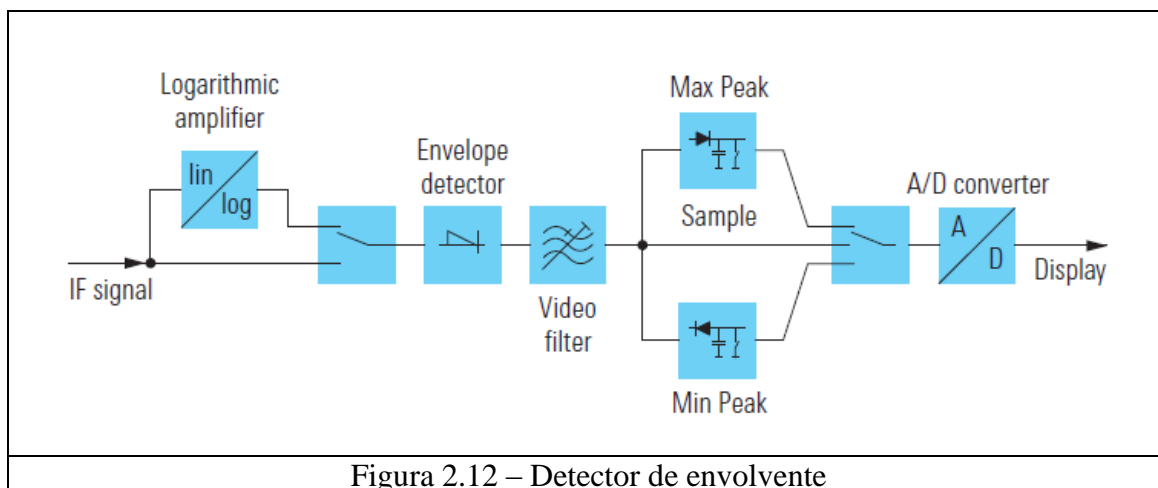


Figura 2.12 – Detector de envolvente

Los analizadores de espectro no son prácticos para realizar medidas isotrópicas de campo eléctrico en banda ancha en un punto del espacio, ya que hay que usar con ellos antenas omnidireccionales de banda ancha, medir en tres ejes ortogonales, y posteriormente analizar la potencia total que se ha obtenido en la banda completa de medida, aplicando las operaciones de corrección oportunas de promediado espacial, ganancia de antena y de modulación de señal, teniendo en cuenta que las medidas en cada eje no se realizan al mismo tiempo. Son útiles y precisos para realizar medidas de densidad espectral de potencia, pero son demasiado caros y lentos para una aplicación de medida de campo eléctrico en banda ancha y de larga duración.

Por otro lado se tienen los receptores EMI, más habituales en EMC. Un receptor EMI no es más que un analizador de espectro, con filtros paso banda definidos a 6 dB por debajo de su máximo a la frecuencia central, cuyos valores de RBW vienen predefinidos y varían según la normativa aplicada.

Los receptores EMI suelen venir equipados con detectores de pico y de cuasi pico.

Si se emplea otro dispositivo de medida distinto de un receptor con detector de pico para realizar medidas de emisiones, como osciloscopios, voltímetros no selectivos en frecuencia o sensores de campo eléctrico de banda ancha, se han de aplicar factores de corrección para ajustar la lectura del dispositivo al valor rms equivalente que daría una onda sinusoidal con el mismo valor de pico que la modulación medida.

Habitualmente se habla de interferencia de banda ancha e interferencia de banda estrecha, en función de cómo sea la amplitud de la densidad espectral de la EMI. Es decir, una EMI es de banda ancha o de banda estrecha en función de la relación que hay entre el ancho de banda que ocupa la EMI, y el ancho de banda de resolución (RBW) empleado por el receptor:

- a) Interferencia de banda ancha: Es aquella emisión no deseada, con una distribución de energía en función de la frecuencia (densidad espectral) tal que la lectura del receptor de medida varía más de 3 dB al variar la frecuencia sintonizada en ± 2 veces su ancho de banda impulsivo. Es decir, “cuando el RBW del receptor se duplica, la amplitud de potencia medida se duplica”. Son señales de corta duración (pulsos) de ocurrencia y amplitud aleatorias, que exhiben un espectro en frecuencia que excede de forma considerable el RBW del receptor usado.

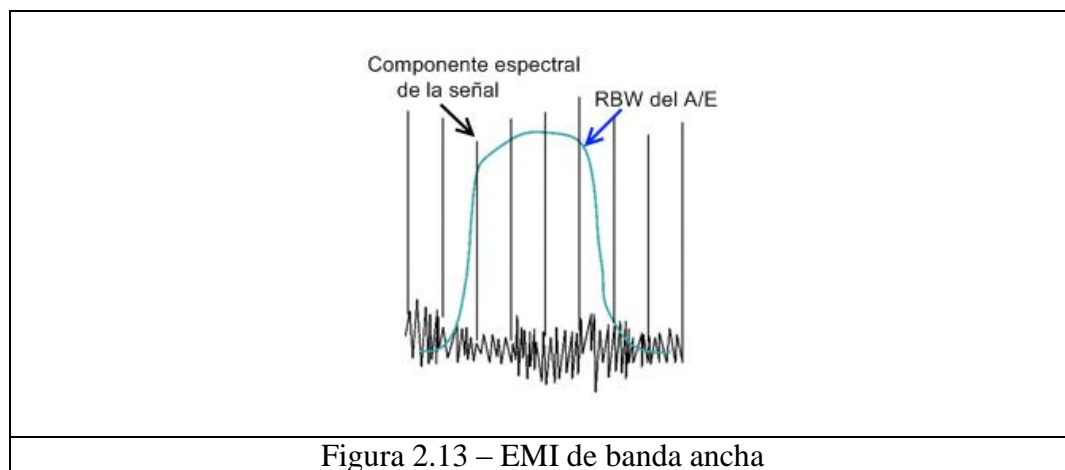


Figura 2.13 – EMI de banda ancha

- b) Interferencia de banda estrecha: Es aquella emisión no deseada tal que su espectro principal de energía cae dentro de la banda de paso impuesta por el RBW seleccionado en el receptor.

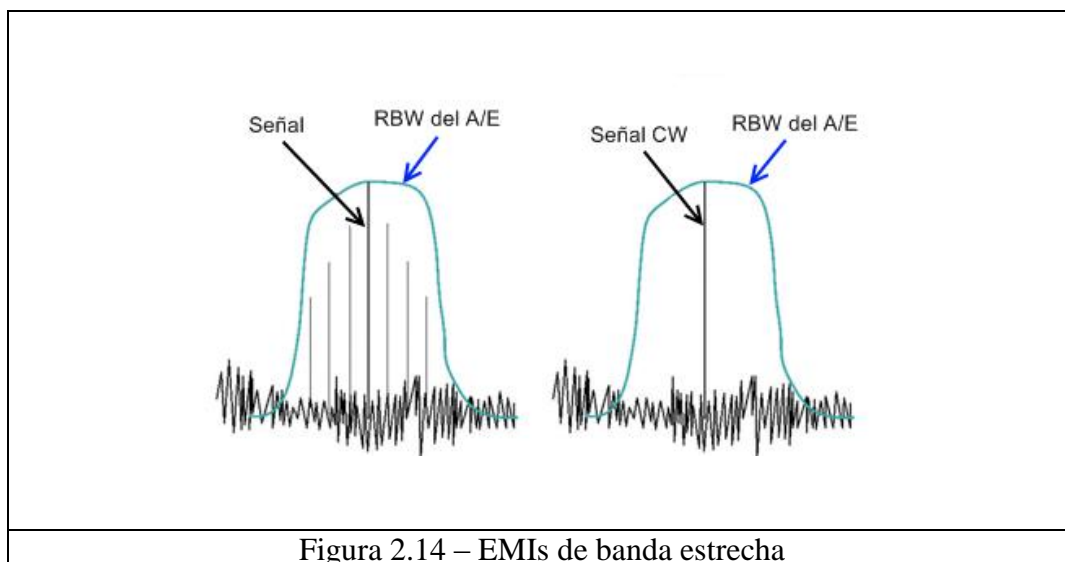


Figura 2.14 – EMIs de banda estrecha

Actualmente los conceptos de interferencia de banda ancha y banda estrecha no se usan. Se presupone que cualquier EMI es de banda ancha, y así ha de ser comparada con los límites que impone la normativa seguida, midiendo con los RBW exigidos.

Cuando una EMI (siempre considerada de banda ancha) es localizada y contrastada con la normativa aplicada, es cuando se puede considerar analizarla con más resolución en frecuencia, hallando cada banda espectral que la compone de forma más exacta, para caracterizarla, tratándola como una señal compuesta por varias señales de banda ancha y banda estrecha, con el fin de averiguar su origen, y solucionar los problemas que causa.

En el caso de usar alguna normativa de calificación de EMC antigua que exija niveles máximos de emisión diferentes según si la EMI medida es de banda ancha o estrecha, se puede distinguir entre emisión de banda ancha o estrecha de las dos siguientes formas:

a) Método del detector.

Se supone que la EMI es de banda estrecha. Se mide con el detector de pico y posteriormente con un detector de media (av o rms). Si la diferencia entre ambas medidas es superior a 6 dB, se puede concluir que la EMI es de banda ancha.

b) Método de sintonización del receptor.

Se supone que la EMI es de banda estrecha. Se mide con el detector de pico a una frecuencia central dada y se deja el valor como nivel de referencia. Posteriormente se sintoniza la frecuencia central de medida a una frecuencia igual a $+RBW$ y $-RBW$. Si las dos nuevas medidas están 6 dB por debajo del nivel de referencia inicial, se puede concluir que la EMI es de banda estrecha.

La normativa aplicada de EMC impone los RBW, independientemente de cómo sea la densidad espectral de potencia de la EMI medida, en función de la banda de frecuencia medida, es decir, siempre se considera una EMI de banda ancha, como comentamos anteriormente. Impone que los filtros paso banda sean a 6 dB por debajo de su máximo (en su frecuencia central), y no a 3 dB, como es habitual en otro tipo de medidas realizadas. Con el filtro a 6 dB se obtiene un caso de medida que “mejora” las condiciones de EMI emitidas por la fuente bajo estudio, al dejar pasar menos energía en la banda de paso del receptor (la interferencia medida tendrá un valor igual o menor que con un filtro a 3 dB). Se exigen también unos tiempos de barrido (s/Hz) y tiempos de permanencia (s) mínimos para cada banda barrida y RBW asociado, con el fin de aumentar la probabilidad de detectar señales espurias sinusoidales (interferencias de banda estrecha) emitidos por los sistemas de forma no sistemática. Incluso se sugiere el uso de registrar los máximos valores obtenidos durante varios barridos.

3 MEDIDORES DE CAMPO

Son medidores no selectivos en frecuencia, que miden la energía radiada total existente en el punto de medida, dentro del ancho de banda para el cual están diseñados.

En general, un medidor de campo se compone de:

1. Un sensor o antena isotrópica con detector de RF.
2. Un medidor con o sin registrador de datos.
3. Una línea de unión eléctrica entre el sensor y el medidor.
4. Una línea de transmisión de datos y control entre el medidor y el registrador (que en muchas ocasiones será un PC)

Se pueden clasificar en:

- a) Medidores de baja frecuencia (campo cercano):
Son exclusivos, es decir, o son para campo magnético o son para campo eléctrico, ya que son de **campo cercano**. En campo cercano hay que medir ambos campos por separado, ya que no están acoplados, es decir, no existe una relación directa entre ambos que facilite el cálculo de uno de ellos a través de la medida del otro.
- b) Medidores de alta frecuencia (campo lejano)
Los más comunes son los basados en sensores para campo eléctrico, y su elemento sensor se basa en termopares o en dipolos (o monopolos) cortos con un detector schottky. Miden campo eléctrico y calculan el campo magnético y la densidad de potencia en base a la hipótesis de medida de campo lejano.

También se pueden clasificar en base a su tecnología de captación:

- a) De campo magnético
- b) De campo eléctrico

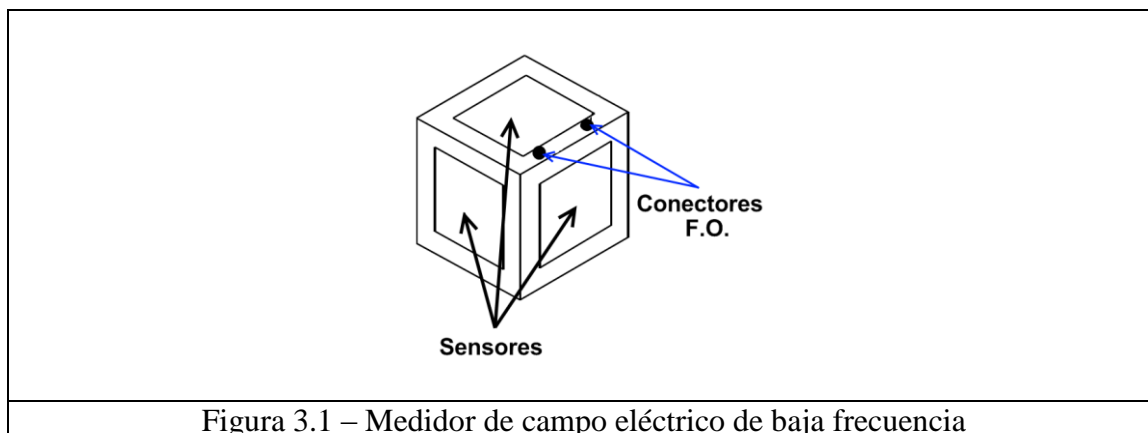
Suelen ser dispositivos simples, pequeños y portátiles, que miden con alarmas prefijadas dentro de los límites de exposición que establece la normativa. Poseen una sensibilidad y rango dinámico con la capacidad suficiente como para medir niveles de RNI a partir de 1 V/m (un orden de magnitud inferior al valor mínimo del límite que impone la normativa para exposición no ocupacional)

3.1 MEDIDOR DE CAMPO ELÉCTRICO

3.1.1 De baja frecuencia

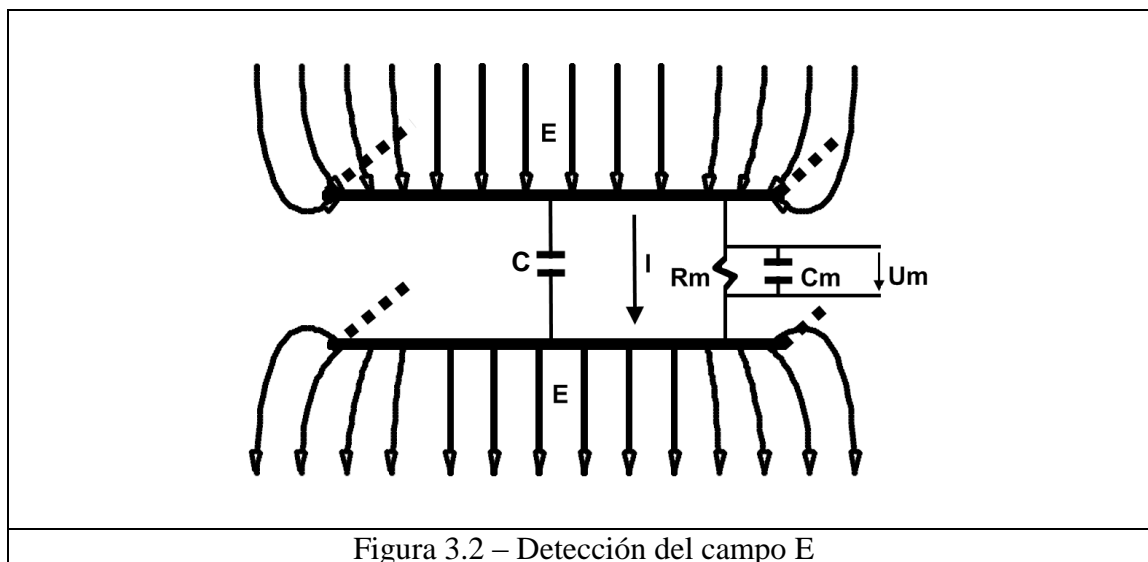
Las medidas de campo eléctrico en baja frecuencia son complejas, ya que si una persona se sitúa cerca del punto de medida, distorsiona el campo eléctrico a valores que no tienen nada que ver con la realidad. Por esta razón estos dispositivos suelen tener el medidor y registrador de datos alejado del sensor, conectando ambos por fibra óptica.

Estos medidores suelen emplear sensores capacitivos de placas paralelas en disposición isotrópica, con la electrónica de detección y baterías en su interior. Existen medidores modernos alimentados por láser, sin necesidad de usar baterías.



Estos sensores se comportan de forma similar a los dipolos cortos, ya que las dimensiones de las placas son mucho más pequeñas que la longitud de onda de la señal medida.

La detección del campo se basa en la medida de la tensión que cae entre las placas de un condensador producida por la corriente de desplazamiento que circula por las placas, generada por el campo eléctrico al que está expuesto. Dicha corriente atraviesa la impedancia del medidor en paralelo con la impedancia del condensador, y hace caer una tensión que se mide para calcular el valor del campo E .



En la figura se esquematiza un sensor, donde:

E = Campo eléctrico externo

R_m = Resistencia de entrada del medidor

C_m = Capacidad de entrada del medidor

C = Capacidad del sensor

I = Corriente de desplazamiento en el interior del sensor debido a E

A = Área de las placas del sensor

$$I = j\omega\epsilon \int_A \vec{E} d\vec{A}$$

$$U_m = IZ_{eq} = \frac{j\omega\epsilon \int_A \vec{E} d\vec{A}}{\frac{1}{R_m} + j\omega(C + C_m)}$$

En general el sensor se comporta como un filtro paso alto con frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_m (C + C_m)}$$

Como el medidor de tensión tendrá idealmente una impedancia de entrada muy elevada, se tiene que:

$$U_m \approx \frac{\epsilon \int_A \vec{E} d\vec{A}}{(C + C_m)}$$

De acuerdo con este resultado se tiene que este tipo de sensores posee respuesta plana por encima de su frecuencia de corte f_c . Para conseguir minimizar f_c habría que maximizar la impedancia de entrada del medidor, para de esta forma tener una respuesta plana en banda ancha en un rango de frecuencias aceptable.

La tensión detectada se puede filtrar o procesar con el fin de realizar medidas selectivas en frecuencia.

3.1.2 De alta frecuencia

Los medidores de campo eléctrico de alta frecuencia, además de ser los más frecuentes, son los que más nos interesan por su relación directa con este proyecto. Miden bajo hipótesis de **campo lejano**, por lo que basta medir campo E, para obtener el campo H mediante la relación de la impedancia característica del vacío, como vimos anteriormente.

El tipo de sensor de estos medidores es muy importante, porque permite medir RNI de distintas características en cada caso. Suelen ser **monopolos o dipolos cortos resistivos con detectores schottky** en sus gaps correspondientes en disposición isotrópica, o **termopares** en disposición isotrópica.

Los detectores schottky son detectores de pico con una constante de tiempo de integración que dependerá del diseño del medidor.

Los detectores de termopares son sensores que varían su temperatura al detectar potencia de RF, generando una tensión DC proporcional a la potencia detectada, es decir, se comportan como detectores de potencia rms verdadera.

Los valores de tensión DC que devuelven ambos sensores varían típicamente entre 100 nV y 1 V, dependiendo de la potencia detectada. Por esta razón, la electrónica de

medida que hay a continuación es una electrónica compleja y sofisticada, la cual se caracteriza por usar amplificadores de instrumentación de bajo ruido y bajo offset en tensión, con ganancia variable programable, seguidos de un convertidor analógico-digital (ADC) diferencial de precisión (de más de 20 bits). Hay que destacar que para obtener medidas precisas hay que realizar promedios de varias medidas, y el tiempo total de medida se ralentiza mucho ($\sim 0.5s$)

También hay que tener en cuenta el ruido generado por efecto termoeléctrico producido en la unión de metales distintos en la etapa de entrada, y acoplamientos no deseados al circuito medidor. Por eso es muy importante:

- a) La implementación de la línea que une el sensor con el medidor, y la elección del filtro de entrada al medidor. Suelen ser líneas de alta impedancia perfectamente balanceadas, para evitar que se induzcan señales de RF que falseen la detección en el diodo o termopar. Cualquier ruido en modo común que se induzca en dicha línea será rechazado en la etapa de amplificación diferencial.
- b) La calibración del efecto termoeléctrico en el canal de entrada mediante una fuente de corriente estable de valor conocido.

El detector se ha de elegir en función de la precisión que se desea, y del tipo de modulación que va a tener la señal.

En una medida de nivel de campo eléctrico de señales moduladas fuertemente el pulso, habrá que utilizar la corrección adecuada cuando el sensor empleado es de diodos (detector de pico con filtro de constante de tiempo conocida). Cuando el sensor es de termopares el dispositivo mostrará el valor verdadero rms de la señal.

Hay que destacar que los sensores de termopares tienen constantes de tiempo de medida muy elevadas y poca sensibilidad, por lo que para realizar medidas de señales pulsadas con suficiente precisión, es preferible emplear un detector de diodos, calibrado según las características de modulación de portadora (PRF) y tiempo de iluminación de barrido (o dwell time). Esto es debido a que una señal fuertemente modulada en pulso suele tener valores rms bajos, valores de pico muy altos, y frecuencias de doble modulación (escaneo o barrido radar) bajas. Los medidores de termopares únicamente son efectivos para medir señales fuertemente pulsadas, si y solo si se mide en el entorno cercano a la fuente, donde la densidad de potencia es alta, caso única y exclusivamente para exposición ocupacional.

Los niveles de referencia impuestos por la normativa de exposición a campos EM vienen dados por un valor rms de campo eléctrico, por lo que el valor de la lectura final de un medidor de campo eléctrico en general es el valor rms verdadero de la señal detectada.

3.1.2.1 Detectores de termopares

Los sensores de termopares suelen consistir en una disposición isotrópica de tres antenas cortas conformadas por múltiples termopares.

Estos sensores aprovechan el efecto termoeléctrico producido en una unión de dos metales distintos, al hacer circular por ella una corriente eléctrica. Tienen un rango dinámico típico de 50 dB, y cubren rangos de potencia típicos desde -30 dBm hasta +20

dBm. Son precisos, robustos y reproducibles con facilidad. Devuelven un valor de tensión DC proporcional al valor rms de la potencia que detectan, independientemente de la modulación de la señal, pero son lentos en su respuesta ante cambios en la modulación.

3.1.2.2 Detectores de diodos

Los sensores de diodos son detectores schottky que rectifican la señal. Tienen un rango dinámico típico de 90 dB, y miden a partir de -70 dBm. Son más precisos y más sensibles que los anteriores (35 dB más eficientes), pero son menos robustos. Devuelven una señal rectificada, que correctamente filtrada, da un valor de tensión DC proporcional al valor de rms o de pico de la potencia detectada. Típicamente, para valores por debajo de -20 dBm, dan un valor DC rectificado proporcional al cuadrado de la tensión detectada, lo que implica que en esta zona se comportan como medidores de potencia rms verdadera. Para aumentar su rango dinámico hay que emplear tablas de compensación, ya que por encima de -20 dBm empiezan a perder su comportamiento como detectores cuadráticos de tensión, y entran en una zona cada vez más lineal. Los diodos más comúnmente usados son “low-barrier schottky” o “planar-doped-barrier (PDB)”. Por comportarse como rectificadores, obviamente el valor que detectan varía muy fuertemente con la modulación de la señal que miden, y depende de la constante de tiempo del filtro paso bajo aplicado a la señal rectificada. Detectan cambios muy rápidos en la modulación de la señal, pero degradan el valor real de pico a valores de cuasi pico, por encima o debajo del valor medio, debido al filtro anteriormente comentado. Para medir una señal modulada, no continua, habría que calibrar el detector (siempre que se conozca el factor y forma de la modulación)

Generalmente están conformados por tres dipolos resistivos, cada uno con un detector schottky en su gap, dispuestos de tal forma que su respuesta es isotrópica, es decir, que su diagrama de radiación es aproximadamente una esfera (siempre existen errores de isotropía, ya que es inevitable que los unos interfieran a los otros)

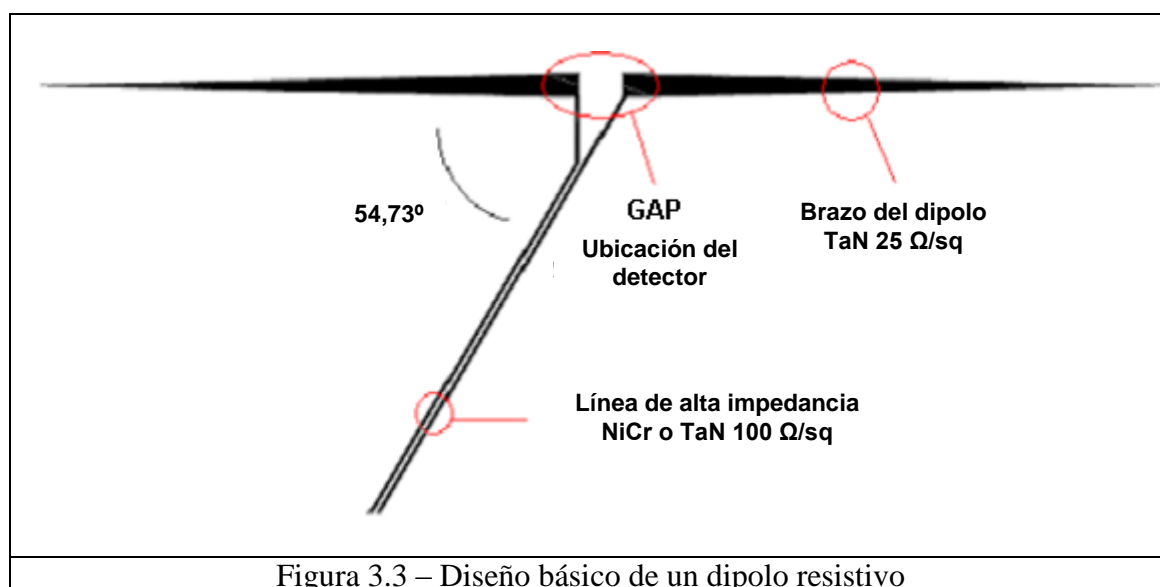


Figura 3.3 – Diseño básico de un dipolo resistivo

Cada uno de los dipolos resistivos tiene unas características similares a las que se exponen a continuación:

- Son fabricados en sustrato de Al_2O_3 (alúmina)
- Se emplean métodos de grabado en tecnología de película fina, con materiales resistivos, como el TaN
- La línea de transmisión necesita mucha impedancia para no perturbar el diagrama de radiación del dipolo, por lo que se emplean conductores de NiCr, con anchos de pista pequeños ($50\text{ }\mu\text{m} \sim 2\text{ mils}$) y separaciones pequeñas ($50\text{ }\mu\text{m} \sim 2\text{ mils}$) con el fin de que la línea quede perfectamente balanceada, y la etapa de amplificación diferencial elimine todo ruido acoplado a la misma en modo común.
- Tamaño del dipolo: De 30 a 90 mm
- Longitud de la línea de alta impedancia: $\sim 100\text{ mm}$ (longitud suficiente para que tenga más de $200\text{ k}\Omega$)
- Ángulo del dipolo respecto a la línea: $\sim 54,73^\circ$ (ángulo requerido para que el sensor con tres dipolos sea isotrópico)
- Tanto la resistencia interna del dipolo, como su forma y el tamaño del gap son parámetros muy importantes, ya que determinan su respuesta plana en frecuencia:
 - La resistencia interna y el perfil de cada brazo se diseñan de forma que la corriente en el dipolo sea una onda progresiva, y no una onda estacionaria, minimizando el efecto resonante que se busca habitualmente en este tipo de antenas.
 - El tamaño del gap determina la impedancia de entrada de la antena, que se ha de adaptar a la impedancia del diodo, de forma que se minimice la pérdida de energía (por desadaptación de impedancias), aumentando de esta forma la sensibilidad del sensor. Esta dimensión es importante, ya que los dipolos, al ser resistivos, pierden sensibilidad respecto a un dipolo de material conductor perfecto. Un gap pequeño y un diodo pequeño aseguran una capacidad mínima en el gap, aumentando la sensibilidad y la respuesta plana en frecuencia hasta varios gigahercios.

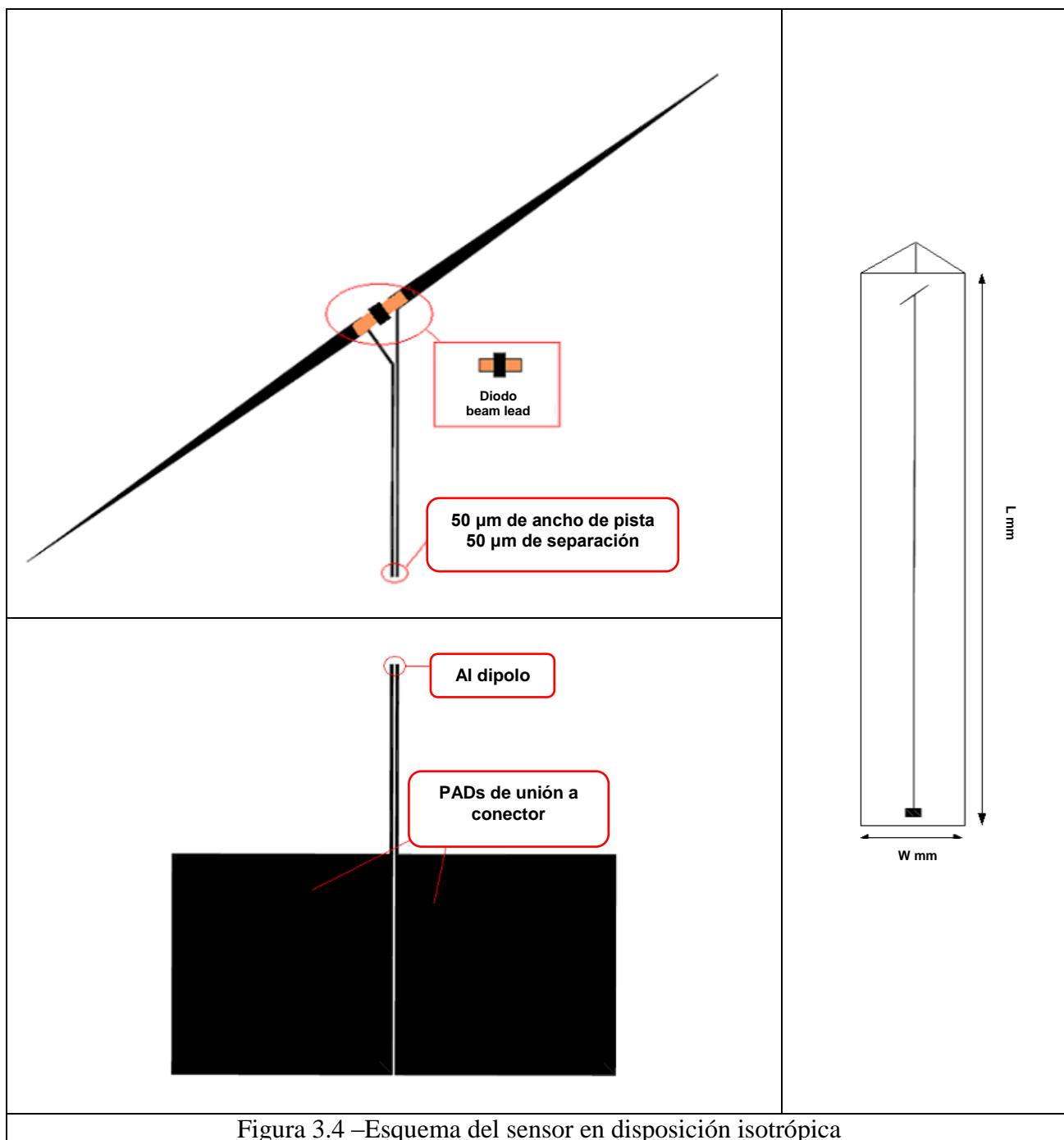


Figura 3.4 –Esquema del sensor en disposición isotrópica

En algunas ocasiones se incorpora un filtro en el gap de los dipolos, junto al diodo, que sirve para mejorar la respuesta plana del sensor o para dar una respuesta en frecuencia según la normativa vigente en materia de seguridad ante exposición a RNI.

3.2 MEDIDOR DE CAMPO MAGNÉTICO

3.2.1 De baja frecuencia

Los medidores de campo magnético de baja frecuencia constan, en general, de un sensor compuesto por una disposición específica de varias bobinas, una etapa de adaptación de señal (de alta impedancia de entrada), un ADC y un registrador de datos.

Algunos incorporan filtros en la etapa de adaptación, los cuales permiten realizar medidas selectivas en frecuencia para un número finito de valores en frecuencia, generalmente para valores de redes de alimentación eléctrica de 50, 60 y 400 Hz, con sus correspondientes 2º y 3º armónicos. También suelen incorporar un filtro paso alto (desde 30 Hz) para eliminar el efecto del campo magnético terrestre, especialmente cuando se mide en movimiento.

Los sensores empleados están basados en la ley de inducción de Faraday. Según la ley de Faraday, en una bobina se induce una tensión dependiente del campo magnético que la atraviesa. La tensión inducida depende de:

- a) El coseno del ángulo con el que el campo magnético atraviesa la bobina
- b) La frecuencia del campo
- c) El número de vueltas de la bobina
- d) El área útil de la bobina (transversal)
- e) El campo magnético que atraviesa la bobina

$$U_{ind} \sim n2\pi fAB \cos \theta$$

Tanto A como n son de valor constante, por lo que únicamente es necesario corregir la dependencia con el ángulo y la frecuencia para poder realizar medidas isotrópicas y de banda ancha.

Las dependencias se corrigen de la siguiente forma:

- a) La dependencia con el ángulo se cancela poniendo tres bobinas en disposición perpendicular unas a otras, consiguiendo de esta forma una disposición isotrópica, es decir, consiguiendo que el valor medido sea independiente de la posición relativa del sensor respecto a las líneas de campo. La siguiente figura muestra tal disposición:

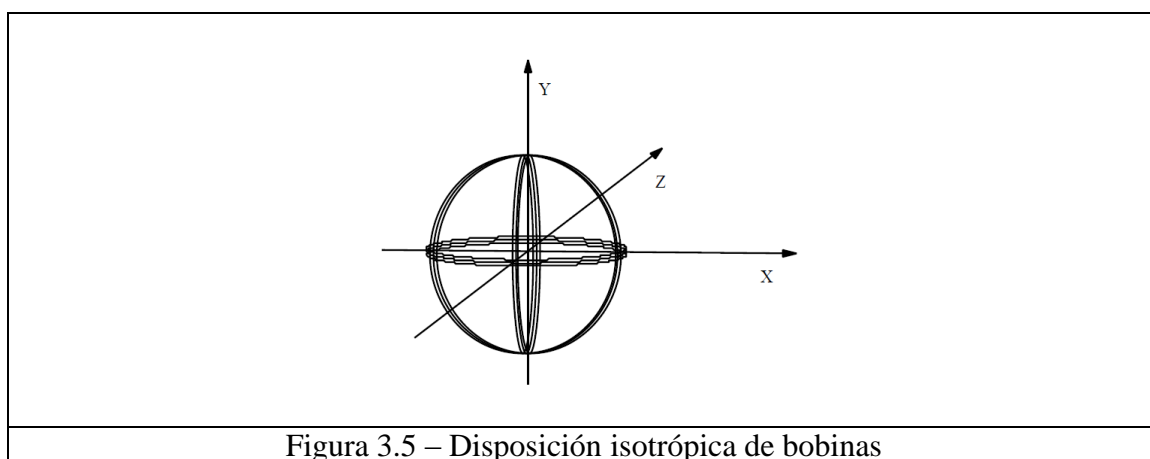


Figura 3.5 – Disposición isotrópica de bobinas

Hay que recordar que esto es equivalente a medir el campo en un punto, en las tres direcciones de los ejes que forman un sistema ortogonal de referencia en dicho punto, y luego calcular el campo equivalente H_e a partir de las tres medidas.

- b) La dependencia con la frecuencia se corrige introduciendo en la cadena de medida un integrador RC de valor adecuado (que anule la parte compleja de la impedancia del sensor dentro de la banda de frecuencia de funcionamiento)

Es necesario que las bobinas que conforman el sensor vayan apantalladas contra campo eléctrico (“shielding”) ya que si no también se acoplaría. La razón por la que hay que apantallar las bobinas contra campo E es porque las bobinas están formadas por hilos metálicos que son buenas antenas para captar dicho campo E, sin contar con la capacidad entre espiras que hace que aumente la efectividad de este acoplamiento.

Con el fin de evitar errores por medidas de campo E no deseadas, y conseguir un buen sensor de campo magnético, es necesario:

- Tener un área efectiva por bobina grande
- Tener suficiente sensibilidad aumentando el número de vueltas de cada bobina
- Conseguir una baja capacidad entre espiras en cada bobina
- Que las bobinas estén bien apantalladas frente a campo eléctrico
- Dar un posicionamiento preciso a las tres bobinas para evitar error de isotropía
- Que mecánicamente sea viable (pequeño y robusto)

3.2.2 De alta frecuencia

En alta frecuencia no se suelen emplear medidores de campo magnético, ya que construir un sensor de campo magnético de pequeñas dimensiones, apantallado contra campo eléctrico y suficientemente sensible, es complicado.

Es por ello por lo que se usan sensores de campo eléctrico de alta frecuencia, se mide el campo eléctrico, y se calcula posteriormente el campo magnético suponiendo condiciones de medida de campo lejano.

4 EL SISTEMA EFM

EFM representa la primera versión de un equipo portátil de medida de campo EM de banda ancha para zonas urbanas, capaz de registrar valores de RNI de bajo nivel, objetivo de este proyecto.

EFM está basado en un subsistema de adquisición de datos de bajo ruido y de altas prestaciones, compuesto por un ADC Σ - Δ de 24 bits, de tres entradas analógicas diferenciales, y equipado con un amplificador de instrumentación de bajo ruido. Este subsistema de adquisición será el encargado de muestrear las tensiones de baja frecuencia (BF) proporcionales a la densidad de potencia radiada total que existe en el punto de medida, generadas por el sensor de campo empleado y conectado a uno de sus canales de entrada.

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

El diseño de EFM comprende la implementación de los siguientes subsistemas:

- Un sensor de campo eléctrico.
- Un subsistema de muestreo de tensión de bajo ruido y alta sensibilidad.
- Un subsistema microcontrolador para el control y configuración del sistema.
- Un PC para registrar las medidas y como interfaz con el usuario final.

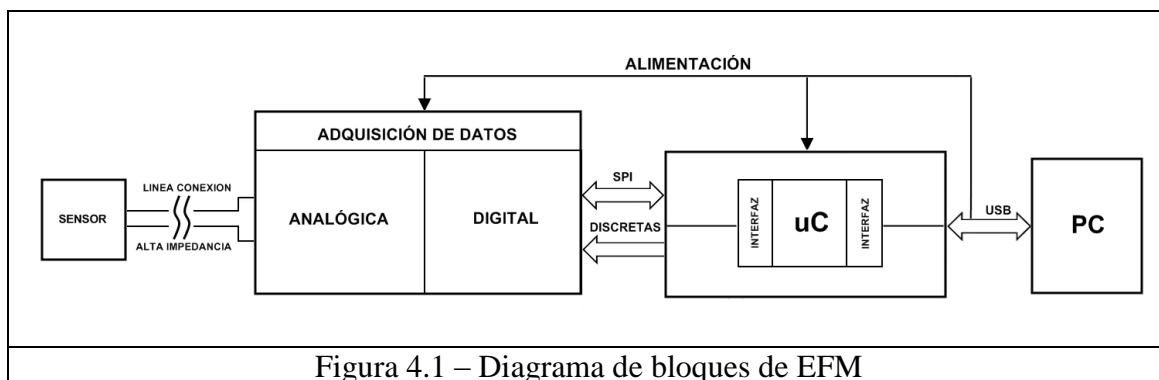


Figura 4.1 – Diagrama de bloques de EFM

4.2 HARDWARE

EFM consta de una parte de hardware de desarrollo propio y otra parte de desarrollo comercial, y está dividido en subsistemas en base a la funcionalidad de cada uno de ellos. A continuación se resume brevemente cada subsistema.

El **sensor** de alta frecuencia, de banda ancha y de campo eléctrico, junto con la **línea de transmisión** de alta impedancia son comerciales. El sensor ha de ser de campo eléctrico ya que es la forma más sencilla y adecuada de medir (como se expuso en el capítulo 2). Se supone que las medidas que se realicen con EFM estarán siempre bajo la hipótesis de campo lejano (siempre se situará el medidor alejado de la fuente) por lo que se podrá calcular el campo magnético a partir de la medida del campo eléctrico. El sensor deberá tener una respuesta en frecuencia plana, o de acuerdo con la normativa aplicable, si se quiere usar EFM como un dispositivo de alarma en tiempo real para poder hacer

medidas y monitorización de seguridad en banda ancha al mismo tiempo. El tipo de sensor debe ser el adecuado en función de la modulación de la señal a medir.

El subsistema de **adquisición de datos** es un desarrollo hardware de muestreo de la tensión de la señal de baja frecuencia detectada por el sensor. Es un sistema basado en un ADC $\Sigma\Delta$ de 24 bits de bajo ruido en tensión, con un amplificador de instrumentación de ganancia variable integrado. Permite realizar medidas con mucha sensibilidad, en un rango dinámico muy elevado, porque los niveles que se corresponden habitualmente con la RNI a la que está expuesta la población son generalmente muy bajos, pero por el contrario los profesionales que trabajan con transmisores de potencia pueden estar expuestos a niveles elevados. Por esta razón el sistema debe ser capaz de medir valores muy bajos de campo con un rango dinámico amplio.

El subsistema **microcontrolador** es una tarjeta de control comercial con un microcontrolador LPC2148 de NXP (Philips Semiconductors), con un core ARM7TDMI, cuya misión es el control del subsistema de adquisición de datos y la comunicación por USB con el PC. EFM es controlado por el firmware correspondiente como un dispositivo USB de interfaz humana (HID), usando transferencia de datos en modo interrupción del bus USB.

El **PC** es la fuente de alimentación de EFM, así como la memoria para el registro de datos medidos, y la interfaz de usuario para manejo del sistema completo.

- Interfaz de usuario del sistema:

Tanto el control, como la transferencia de datos, se realizan a través de una aplicación interfaz de usuario que corre bajo Windows XP, llamada EFM IO. Esta aplicación tiene implementada las llamadas del protocolo de comunicaciones establecido en el firmware microcontrolador, las cuales se ejecutan cuando el usuario interactúa con la interfaz.

EFM es un dispositivo USB plug-and-play, por lo que no requiere instalación previa de ningún driver de control para su correcto funcionamiento con EFM IO.

- Registro de datos:

EFM IO almacena los datos muestreados en un archivo de texto, y representa en pantalla los valores instantáneos medidos, con un refresco de pantalla máximo de 10 ms.

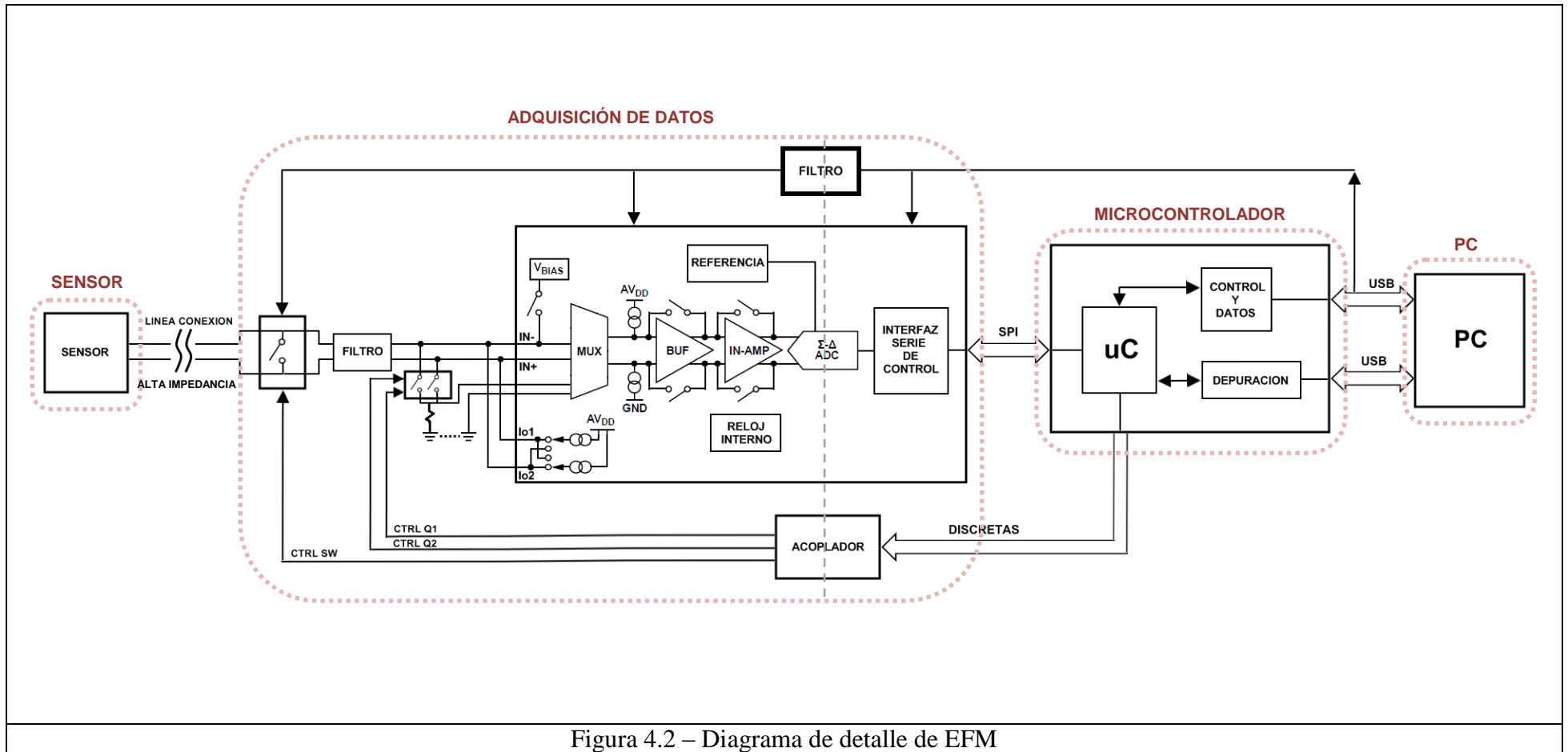


Figura 4.2 – Diagrama de detalle de EFM

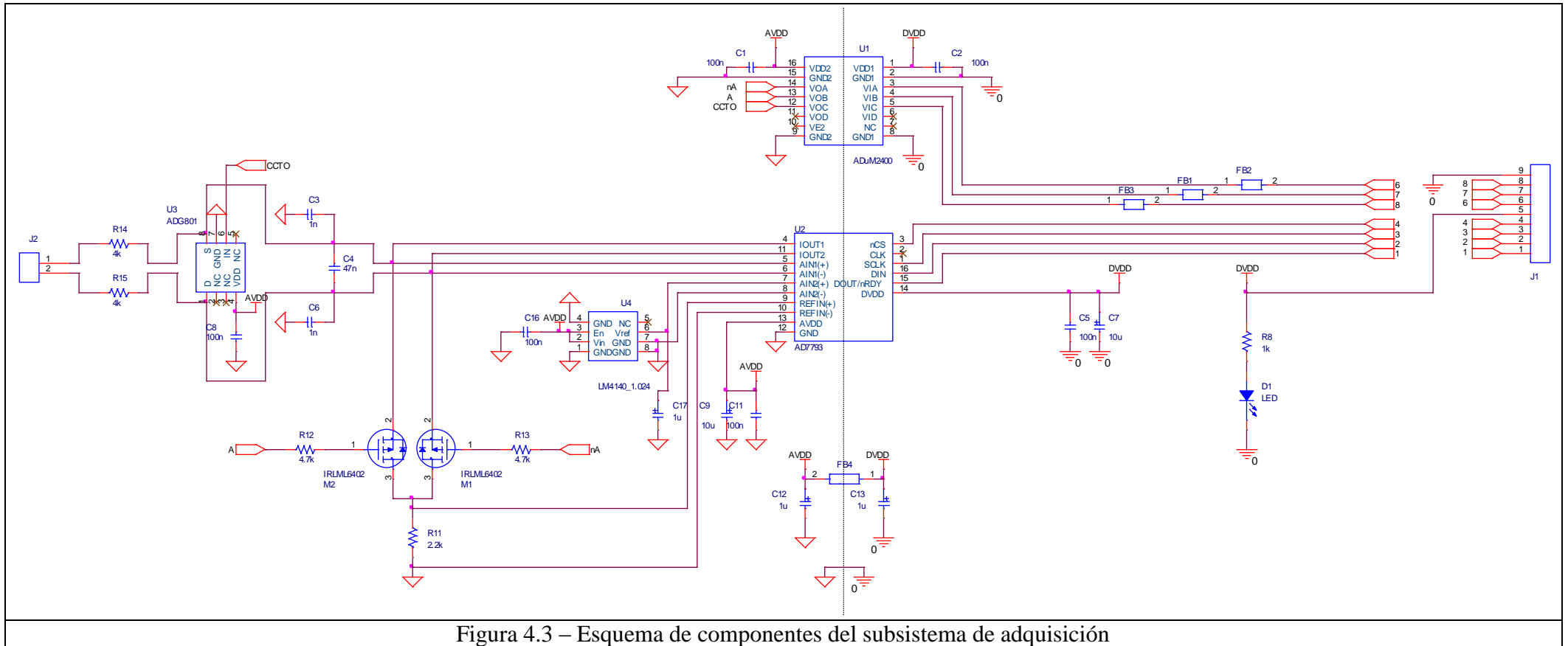


Figura 4.3 – Esquema de componentes del subsistema de adquisición

4.3 SOFTWARE

EFM consta de dos bloques de software:

1. Firmware del subsistema microcontrolador

Se ha desarrollado un firmware de control para el subsistema de adquisición de datos (control del ADC y control de interruptores) que además implementa el protocolo de comunicaciones por USB con el PC.

2. Software de aplicación de usuario

Se ha creado una aplicación de interfaz de usuario para PC, de tipo cuadro de diálogo, para uso y depuración del sistema completo.

5 HARDWARE DEL EFM

5.1 REQUISITOS

EMF cumple con unos requisitos de alto nivel, impuestos para cumplir los objetivos de traslación, sensibilidad y alta capacidad de memoria.

Los requisitos son los siguientes:

REQUISITO	Descripción	Cumplimiento
REQ-01	Alimentación externa	Sí
REQ-02	Almacenamiento de datos externo y masivo	Sí
REQ-03	Funcionamiento prolongado durante días	Sí
REQ-04	Uso con sensor de campo eléctrico de banda ancha y alta frecuencia	Sí
REQ-05	Entrada diferencial de alta impedancia	Sí
REQ-06	Sensibilidad de 100 nV	Sí
REQ-07	Periodo de muestreo mínimo de 5 ms o inferior	Sí
REQ-08	Calibración de cero	Sí
REQ-09	Compensación del ruido termoeléctrico	Sí

Los modos de cumplimiento de los requisitos se resumen a continuación:

- REQ-01, REQ-02 y REQ-03: Se cumplen mediante el uso de un PC como sistema de alimentación y de almacenamiento externo. A través del subsistema microcontrolador se implementan las comunicaciones USB con el PC, para control del sistema.
- REQ-04: Se cumple usando un sensor de campo eléctrico de alta frecuencia con los tres ejes en serie.
- REQ-05, REQ-06, REQ-07 y REQ-08: Se cumple con el diseño de un subsistema de adquisición de datos de alta sensibilidad.

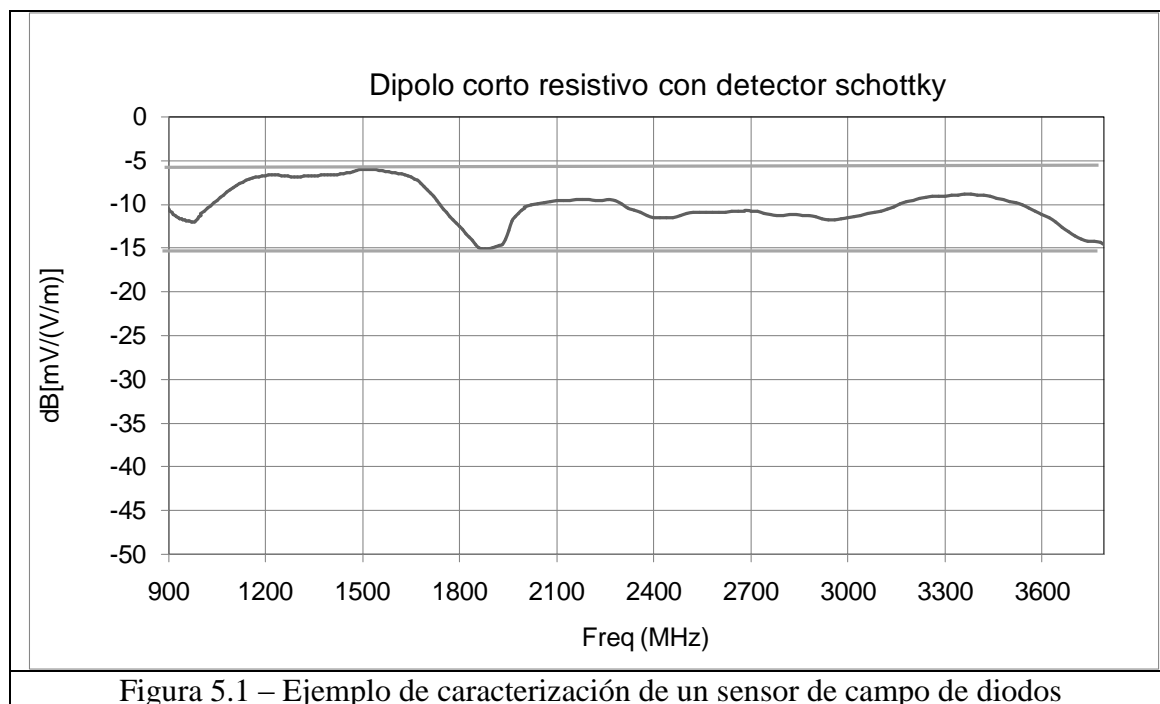
5.2 SUBSISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

EMF cuenta con un subsistema de adquisición de datos de alta sensibilidad, capaz de medir dentro de los niveles habituales de exposición a RNI en zonas urbanas.

Las zonas urbanas se caracterizan por tener bajos niveles de RNI ante exposición poblacional, es decir, si nos alejamos de los transmisores hasta condiciones de campo lejano, los niveles suelen estar muy por debajo del orden de magnitud de 1 V/m.

Debido a que los sensores de campo tienen muy poca sensibilidad, las características del subsistema de adquisición de datos son exigentes en cuanto a ruido en tensión y sensibilidad.

A continuación podemos ver una curva típica de caracterización de un sensor formado por un dipolo corto resistivo con detector schottky en su gap, sin filtro de conformación de respuesta, y para una potencia detectada inferior a -20dBm (detector rms verdadero):



Se puede observar que la respuesta es aproximadamente plana, y que la sensibilidad en tensión en casi toda su respuesta es de $-10\text{dB}[\text{mV}/(\text{V}/\text{m})]$, es decir, de $316\mu\text{V}/(\text{V}/\text{m})$. La respuesta de estos sensores es lineal con la potencia, por lo que se puede afirmar que para poder realizar medidas de ambientes próximos a $0.01\text{V}/\text{m}$ es necesario un medidor con una sensibilidad en tensión de $1\mu\text{V}$ aproximadamente, con una resolución de al menos 100nV .

De acuerdo a los requisitos y a las conclusiones extraídas de los datos mostrados en la figura anterior, las características del subsistema de adquisición de datos ha de cumplir con las siguientes características:

- Alimentación externa (3.3V_{DC} procedentes del subsistema microcontrolador – tensión proveniente de la regulación lineal de los 5V_{USB} que ofrece el PC por el bus USB)
- Frecuencias de muestreo entre 5 y 400 Hz
- Tensión de ruido rms de salida máxima de 50 nV (@ mínima frecuencia de muestreo)
- Entrada diferencial
- Entrada de alta impedancia
- Rango dinámico de señal de entrada desde $1\mu\text{V}_{\text{DC}}$ a 1V_{DC}
- Resolución de 100 nV
- Calibración de fondo de escala interna
- Calibración de cero interna y externa
- Calibración de ruido termoeléctrico en la etapa de entrada
- Modos de funcionamiento:
 - Muestreo continuo
 - Muestreo simple
- Unidades de medida en mV

El subsistema de adquisición de datos está formado por los siguientes bloques que se describen a continuación:

- a) Una etapa de entrada (línea de alta impedancia y filtrado)
- b) Un ADC
- c) Un circuito de cancelación de ruido termoelectrónico
- d) Señales discretas de control de interruptores
- e) Alimentación

5.2.1 Etapa de entrada

Se considera como etapa de entrada a la parte del subsistema que interconecta el sensor de campo con el ADC, y consta de:

- a) Una línea de conexión de alta impedancia.

La unión del sensor al medidor se realiza a través de una línea de alta impedancia balanceada.

- b) Un interruptor.

Se emplea para ajustar y comprobar correcciones de cero y de ruido termoelectrónico.

- c) Un filtro paso bajo.

El filtro se consigue mediante la R'_L , C'_L y L'_L características (por unidad de longitud) de la línea de alta impedancia que conecta el sensor al medidor, y con componentes discretos (R_F , C_D y C_C).

Suponiendo que nuestra señal de interés es la que llega a los terminales del subsistema de adquisición (no tenemos en cuenta la línea de alta impedancia), y suponiendo que el ADC tiene una impedancia de entrada infinita (buffer activo), el filtro limita el ancho de banda de entrada a las siguientes frecuencias de corte:

$$FiltroFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R_F(2C_D + C_C)} = \frac{1}{\sigma}$$

$$FiltroFreq_{CM} = \frac{1}{2\pi R_F C_C}$$

El filtro ajusta el valor de la constante de integración o medida σ , de la señal diferencial que queremos medir. Esta constante de tiempo da la frecuencia de corte inferior del filtro paso bajo por el que pasan las señales de BF detectadas por el sensor. Hay que tener en cuenta que los sensores de diodos schottky tienen un ancho de banda de video (VBW) determinado, por lo que modulaciones en la señal detectada de mayor frecuencia al VBW no podrán ser observadas.

Hay que tener en cuenta que el desajuste entre los valores de $R_F \times C_C$ del terminal positivo y de $R_F \times C_C$ del terminal negativo, degrada el rechazo al modo común (CMRR) del amplificador de instrumentación que habrá aguas abajo (integrado en el ADC). Tanto R_F como C_C han de ser de precisión en caso de usarse.

d) Un circuito de corrección de ruido termoeléctrico.

Cancela en el efecto de las fuentes de ruido termoeléctrico. Hace circular corrientes idénticas pero de signo opuesto por las fuentes de ruido (termopares generados por la unión de metales distintos en las soldaduras de los terminales de los componentes al circuito impreso), con el fin de determinar su magnitud.

La constante de tiempo σ y la lectura reflejada por EFM están totalmente relacionadas con la modulación de la señal medida. La etapa de entrada de EFM se ha diseñado para:

1. Medir RNI de onda continua (CW) o de modulación lenta en amplitud modulada (AM).

Típicamente la etapa de entrada sin filtro (sin R_F , C_D y C_C) se comporta como un filtro paso bajo con la frecuencia de corte en 8 kHz para la señal detectada justo a la salida del detector, debido a la capacidad y resistencia que posee la línea de alta impedancia.

Típicamente R_L es de valor 200 k Ω y C_L es de valor 47 pF. Según esto:

$$FiltroFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R_L(2C_L + 0)} = 8,465 \text{ kHz}$$

La línea de alta impedancia no rechaza el modo común, pero sus líneas están muy próximas y son exactamente de la misma longitud, es decir, están perfectamente balanceadas. Esto implica que todo ruido radiado que se acople a la línea de alta impedancia será en modo común (idéntico en ambas líneas debido a su proximidad y su similitud geométrica), y el amplificador de instrumentación que hay aguas abajo lo filtrará perfectamente.

Un condensador C_D de 47 nF, dos condensadores C_C de 1 nF y dos resistencias R_F de 4 k Ω conseguirá las siguientes frecuencias de corte en la entrada del subsistema de adquisición:

$$FiltroFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)} = \frac{1}{\sigma} = 414,46 \text{ Hz} \sim \mathbf{400 \text{ Hz}}$$

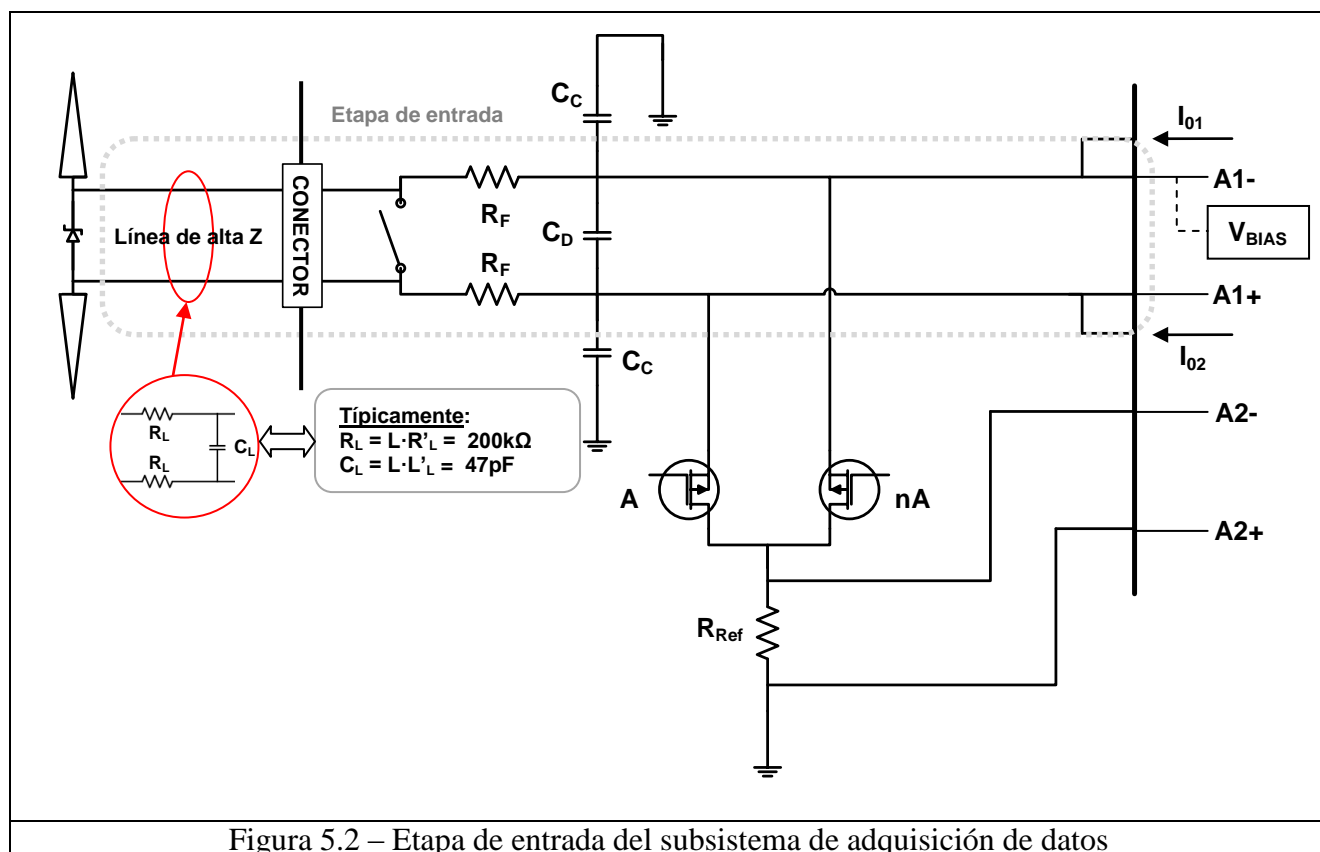
$$FiltroFreq_{CM} = \frac{1}{2\pi R C_C} = 39,78 \text{ kHz} \sim \mathbf{40 \text{ kHz}}$$

Por lo que señales con modulaciones de mayor frecuencia a 400 Hz serán filtradas (a un valor rms verdadero o de pico, en función de la potencia detectada y del tipo de detector empleado). Aún así no se podrán medir señales de más de

$0,24 \times f_{\text{ADC}}$ Hz, ya que este es el valor del ancho de banda a 3 dB del ADC (para $f_{\text{ADC MAX}}$ el BW a 3 dB será de $0,24 \times 470 = 112,8$ Hz)

2. Medir RNI de onda pulsada (PM) o de modulación fuerte.

En general la relación entre el valor de pico de una señal PM y su valor rms tiene un ratio elevado. Si se desea medir este tipo de señales habrá que utilizar un sensor de termopares o usar un sensor de diodos y calibrar EFM para obtener el valor de pico real de la señal PM a partir de un valor cuasi pico detectado, y después calcular su valor rms.



5.2.2 Conversión A/D

La etapa de conversión analógico-digital se realiza con un ADC $\Sigma\Delta$ de 24 bits AD7793, de Analog Devices, de alta precisión (23 bits de resolución efectiva, y 40 nV rms de ruido @ 4,17 Hz)

El ADC elegido cuenta con las siguientes características:

- Tres canales de entrada diferenciales
- Un amplificador de instrumentación de ganancia programable (hasta 128) y de bajo offset de tensión de entrada
- Un buffer de entrada (siempre activo para ganancias iguales o superiores a 4)
- Dos fuentes de corriente pareadas (idénticas) de 10 μA , 210 μA y 1 mA

- Un generador de V_{BIAS} que genera una tensión en modo común igual a $V_{ALIMENTACION}/2$ en el puerto de entrada deseado, para su correcto funcionamiento con el buffer activo.
- Una referencia interna de tensión de 1,17 V
- Reloj interno
- Calibraciones internas y externas de cero y fondo de escala
- Configuración de medida unipolar o bipolar
- Interfaz digital de manejo por puerto ISP
- Modos de conversión simple y continua
- Modo idle de ahorro de consumo energético
- Frecuencias de muestreo programables a:

$f_{muestreo}$ (Hz)	4.17	6.25	8.33	10	12.5	16.7	19.6
$t_{estabilización}$ (ms)	480	320	240	200	160	120	101

$f_{muestreo}$ (Hz)	33.2	39	50	62	123	242	470
$t_{estabilización}$ (ms)	60	48	40	32	16	8	4

EFM podrá configurar el ADC bajo cualquier condición permitida a través del software de interfaz de usuario EFM IO, con el fin de probar todas sus posibilidades, exceptuando el generador de reloj y la referencia de tensión, ya que siempre usará el reloj y la referencia interna del ADC.

EFM puede funcionar en modo de conversión continua o simple, pudiendo poner el ADC en modo “idle” con el fin de minimizar el consumo en caso requerido.

Las entradas del ADC están conectadas a:

- a) El sensor de campo eléctrico a través de la línea de alta impedancia y del filtro de entrada
- b) Una referencia de tensión externa, con el fin de comprobar la correcta medida del ADC
- c) Una resistencia, para chequear la correcta polarización de las corrientes inyectadas en la etapa de entrada para la corrección del ruido termoelectrónico.

Los valores de C_D , C_C y R_F del filtro de la etapa de entrada están limitados por el ADC para evitar errores de linealidad cuando trabaja con ganancia 1 o 2, con el buffer desactivado, es decir, sin impedancia infinita en la entrada del amplificador de instrumentación. EFM siempre trabajará con el buffer activo para evitar estos errores.

También hay que tener en cuenta que si el buffer está activo, hay que aplicar una tensión continua en modo común superior a 300 mV e inferior a $AVDD - 1,1$ V, ya que el amplificador de instrumentación pierde su linealidad cuando las tensiones aplicadas a sus líneas de entrada $A_{IN}(+)$ y $A_{IN}(-)$ están cercanas a GND y a $AVDD$. El ADC cuenta con un generador de V_{BIAS} interno que se puede aplicar a $A_{IN}(-)$, de valor $AVDD/2$. Esto puede ocasionar problemas de ruido, ya que V_{BIAS} es la tensión de alimentación $AVDD$ atenuada, por lo que el ruido que haya en $AVDD$ se puede meter en la etapa de entrada. Esto es un problema cuando ponemos filtros en la etapa de entrada con derivas a masa, ya que al conectar V_{BIAS} a $A_{IN}(-)$, en $A_{IN}(-)$ tendremos $AVDD/2 + V_{RUIDO}$, y en $A_{IN}(+)$ tendremos $AVDD/2 + V(f)_{RUIDO}$, donde $V(f)_{RUIDO}$ es el ruido de la línea de alimentación filtrado por la etapa de entrada. Esto implica que habrá

un error en el balance del ruido en la etapa de entrada, por lo que se introducirá en modo diferencial en el ADC, y perturbará la medida. Para evitar este problema lo mejor es tratar de evitar los filtros de entrada, si se puede. Otra opción es poner una fuente de V_{BIAS} externa, y balancear perfectamente los filtros de entrada (usando componentes de precisión).

5.2.3 Corrección de ruido termoeléctrico

Cuando se realizan medidas de tensión continua de muy poco nivel, hay que tener en cuenta las uniones de distintos metales conductores del sistema, ya que forman termopares que generan tensiones de ruido que perturbarán el resultado.

En EFM este efecto es especialmente notable en las soldaduras de componentes a conductores y en la unión de conectores de la etapa de entrada.

Cada uno de estos termopares no deseados genera una tensión de error que varía con el gradiente de temperatura al que está sometido EFM. Esta tensión de error varía dentro del rango de los μV .

Es necesario compensar este efecto, ya que causa errores significativos en medidas de resistencia de bajo valor óhmico y en medidas de tensiones pequeñas en DC, como es el caso del EMF.

La forma más simple de corregir este error es compensar el offset de tensión producido por este efecto termopar. Para ello se ha de proceder de la siguiente forma:

- a) Inyectar una corriente constante de valor conocido $I_{01}=I_0$ con la entrada cortocircuitada con un valor óhmico muy bajo desconocido ($R_{ON}<0.4\Omega$), y tomar la medida diferencial con el medidor

$$V_{A1_1} = V_{EMF1} - V_{EMF2} + I_0 R_{ON}$$

- b) Inyectar otra corriente idéntica a la anterior, pero en sentido contrario $I_{02}=I_0$, y realizar la misma operación de medida

$$V_{A1_2} = V_{EMF1} - V_{EMF2} - I_0 R_{ON}$$

- c) Restar las dos medidas anteriores para eliminar el ruido termoeléctrico de la medida, y obtener $I_0 R_{ON}$

$$V_{A1_1} - V_{A1_2} = 2I_0 R_{ON}$$

$$I_0 R_{ON} = \frac{V_{A1_1} - V_{A1_2}}{2}$$

- d) Calcular la tensión de ruido total

$$V_{EMF} = V_{EMF1} - V_{EMF2} = V_{A1_1} - I_0 R_{ON} = V_{A1_1} - \frac{V_{A1_1} - V_{A1_2}}{2} = \frac{V_{A1_1} + V_{A1_2}}{2}$$

$$V_{EMF} = \frac{V_{A11} + V_{A12}}{2}$$

Una calibración de cero externa podría ser suficiente si la impedancia de entrada al medidor es infinita. Para ello se ha de cortocircuitar la entrada y hacer una calibración externa con $I_0 = 0$, y comprobar que la medida sale idéntica al valor de V_{EMF} anteriormente calculado.

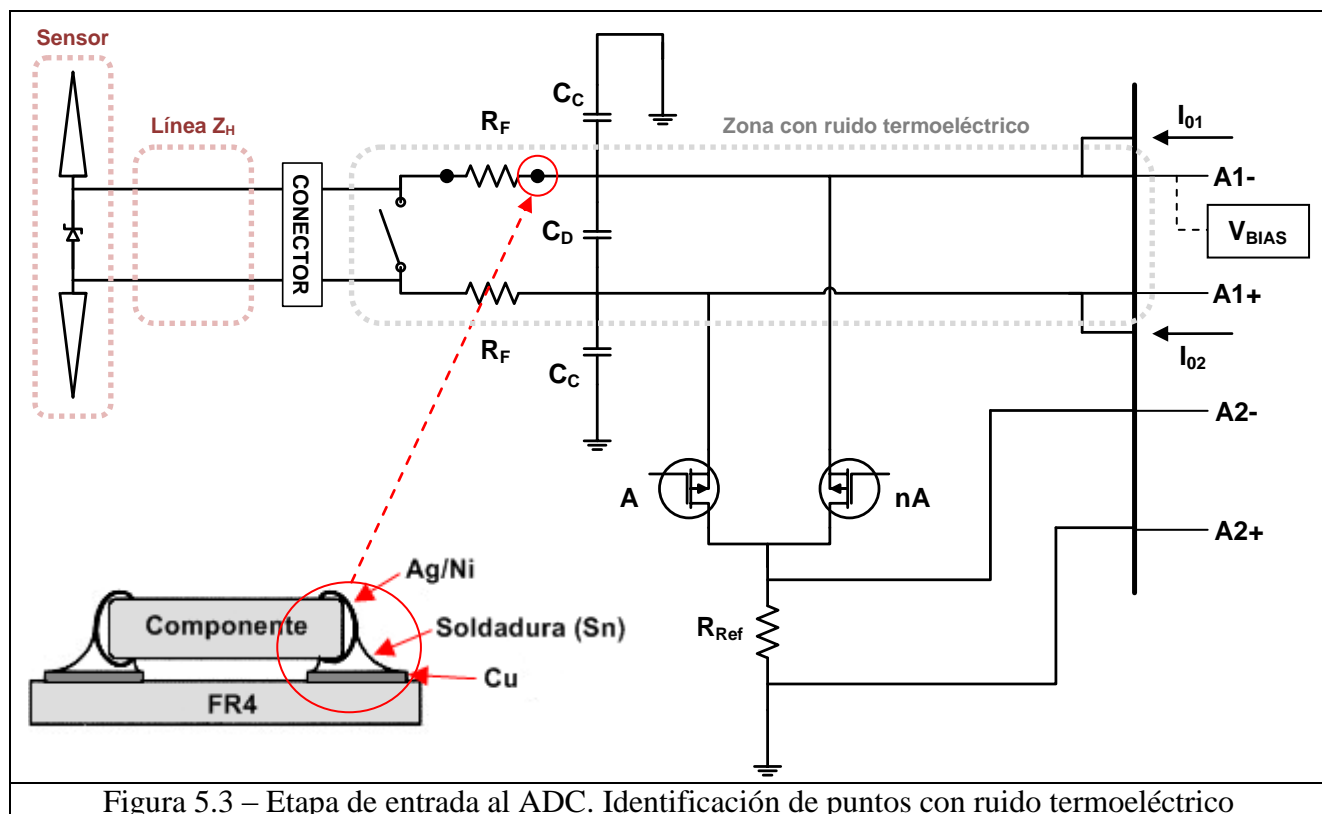


Figura 5.3 – Etapa de entrada al ADC. Identificación de puntos con ruido termoeléctrico

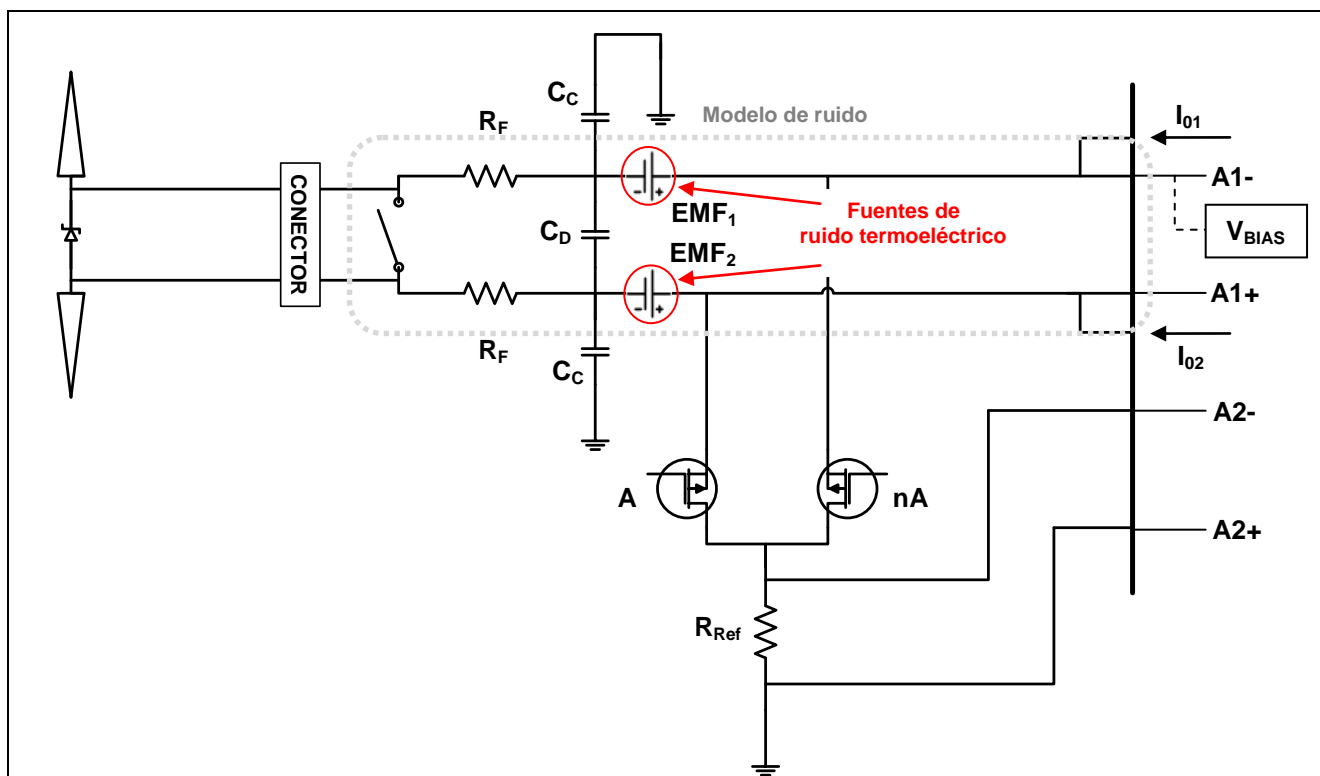


Figura 5.4 – Modelo de fuentes de ruido termoeléctrico

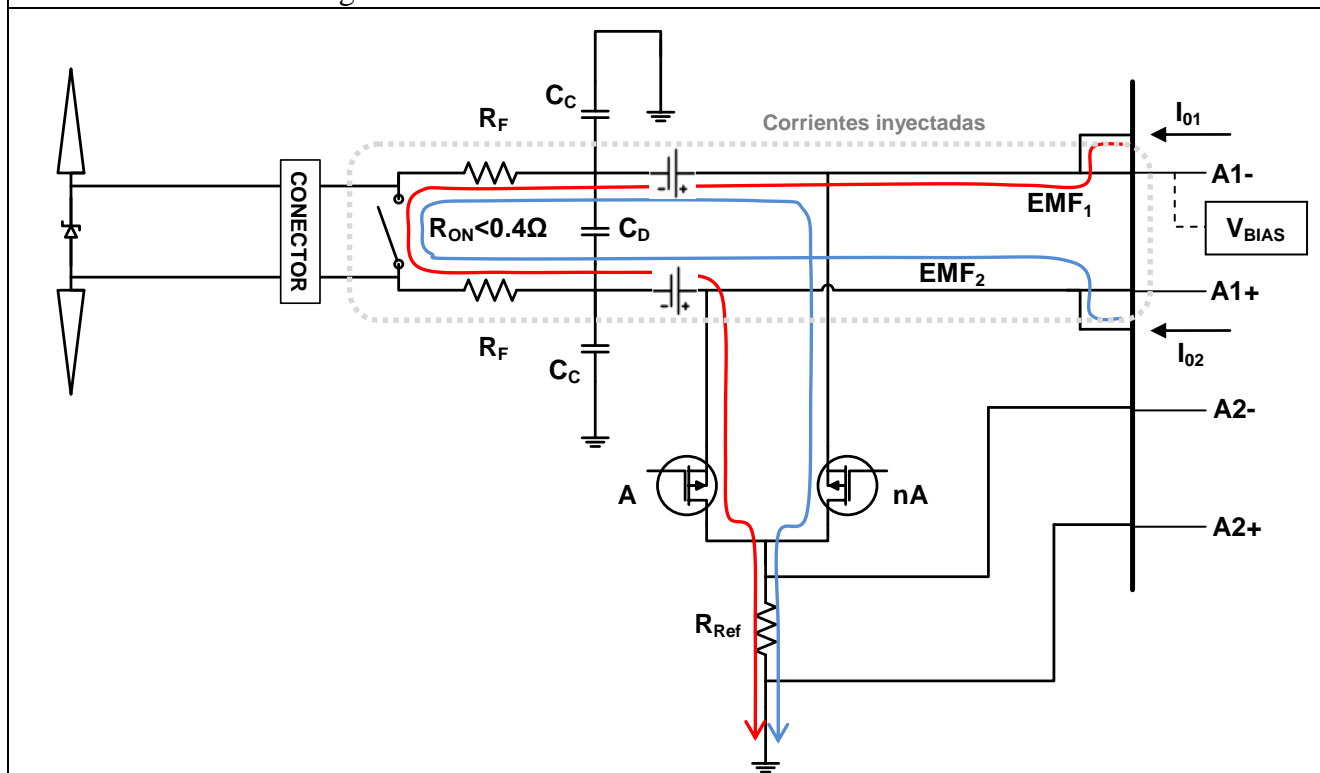


Figura 5.5 – Corrientes de referencia para medida de ruido termoeléctrico

Como se puede ver en las figuras, la corriente I_0 se obtiene de las dos fuentes de corriente pareadas programables que tiene el ADC.

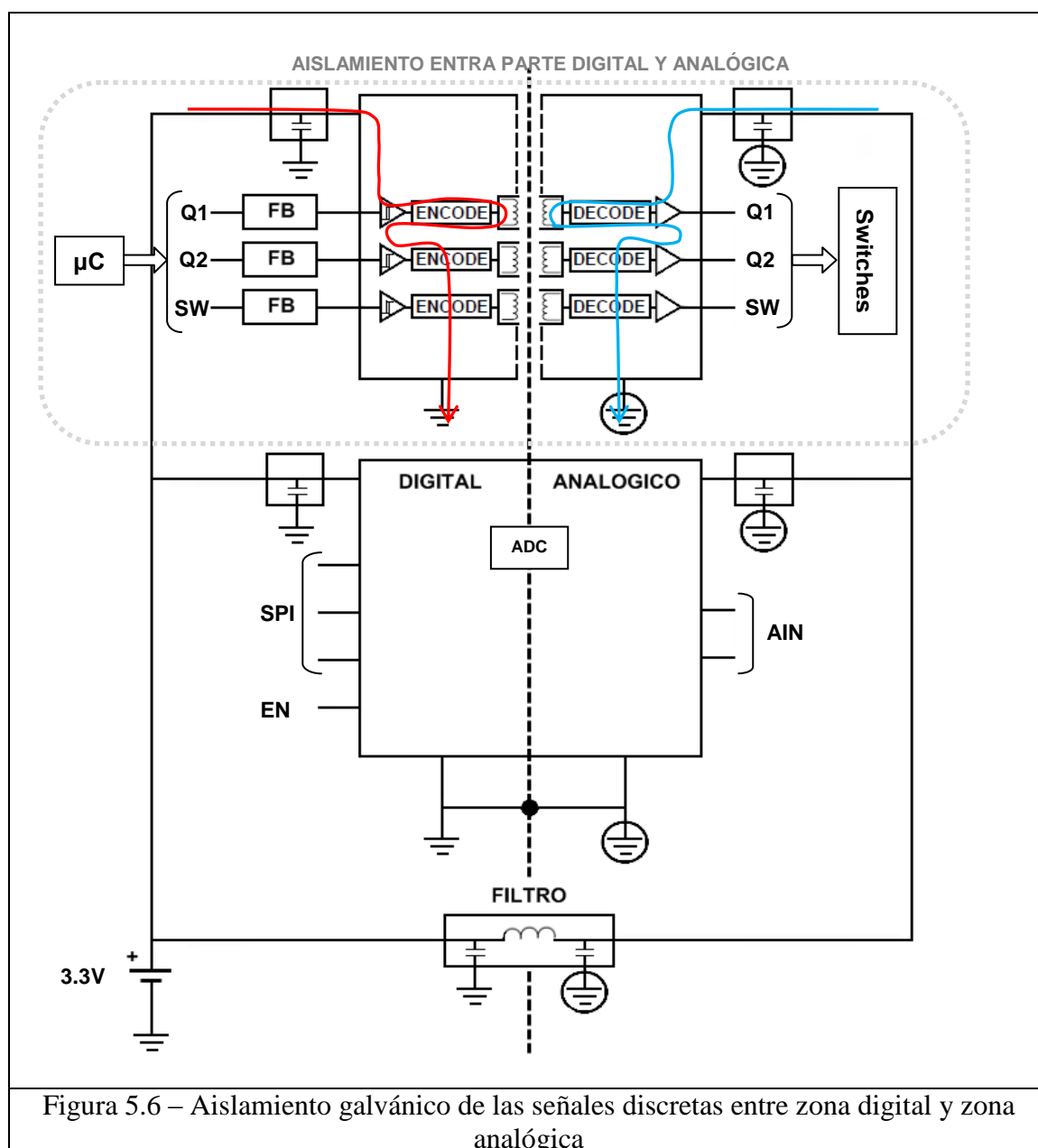
Dos transistores trabajando en antifase (uno abierto cuando el otro está cerrado, y viceversa) dan retorno a la corriente I_0 a masa a través de una resistencia, con la cual se comprueba que el sentido de la corriente es el correcto.

Para realizar la corrección se ha insertado un interruptor mosfet justo en la entrada del circuito, con el fin de poder dar un camino a la corriente I_0 por el lazo balanceado de entrada al medidor. Es importante hacer la corrección sin el sensor puesto, al no existir interruptores que corten la línea de alta impedancia.

5.2.4 Señales de control discretas

Las señales de control discretas son señales digitales de control de los interruptores situados en el subsistema de adquisición. Estas señales han sido aisladas galvánicamente, evitando de esta forma retornos de señales digitales por masa analógica.

Para conseguir este aislamiento se han empleado circuitos de Analog Devices con tecnología *iCoupler*. Concretamente se ha empleado un circuito ADuM2400 de cuatro canales digitales CMOS aislados galvánicamente (con transformador de núcleo de aire)



5.2.5 Alimentación

La alimentación del sistema se adquiere del bus USB, con lo cual EFM es un dispositivo “bus-powered”.

El subsistema microcontrolador posee una fuente de alimentación lineal regulada a 3.3V de salida, los cuales se derivan al subsistema de adquisición para energizarlo.

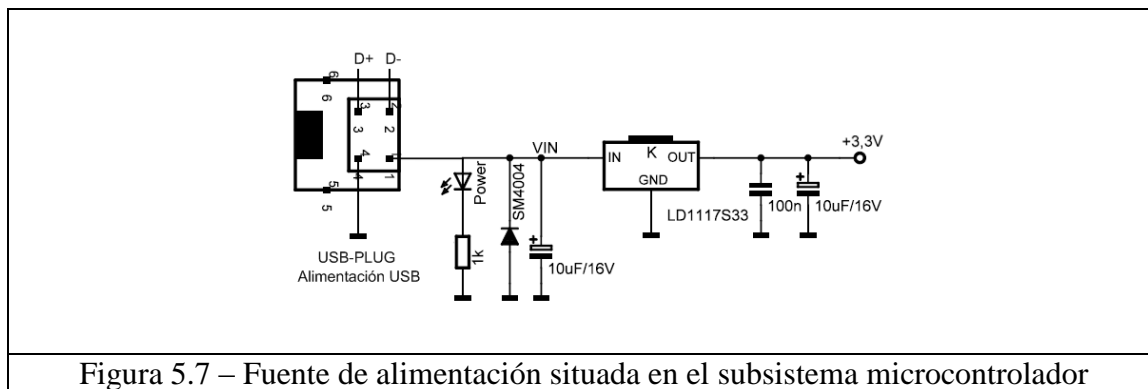


Figura 5.7 – Fuente de alimentación situada en el subsistema microcontrolador

El subsistema de adquisición cuenta con dos planos de masa coplanarios unidos en estrella en un único punto bajo el ADC, con el fin de evitar retornos de las señales digitales por masa analógica.

Junto al punto de unión de masas existe un filtro de alimentación. Es un filtro en π próximo a los pines de alimentación del ADC, que deriva a masa digital el ruido en modo común de RF que se genera por impedancia común en el conductor de alimentación hasta la inductancia del filtro. Este filtro separa alimentación digital de alimentación analógica, y asegura que no entre señal digital a la zona analógica, manteniendo la masa analógica siempre “limpia”.

El filtro en π está situado próximo al punto de unión de masas, con el fin de minimizar los lazos de corriente producidos por el circuito.

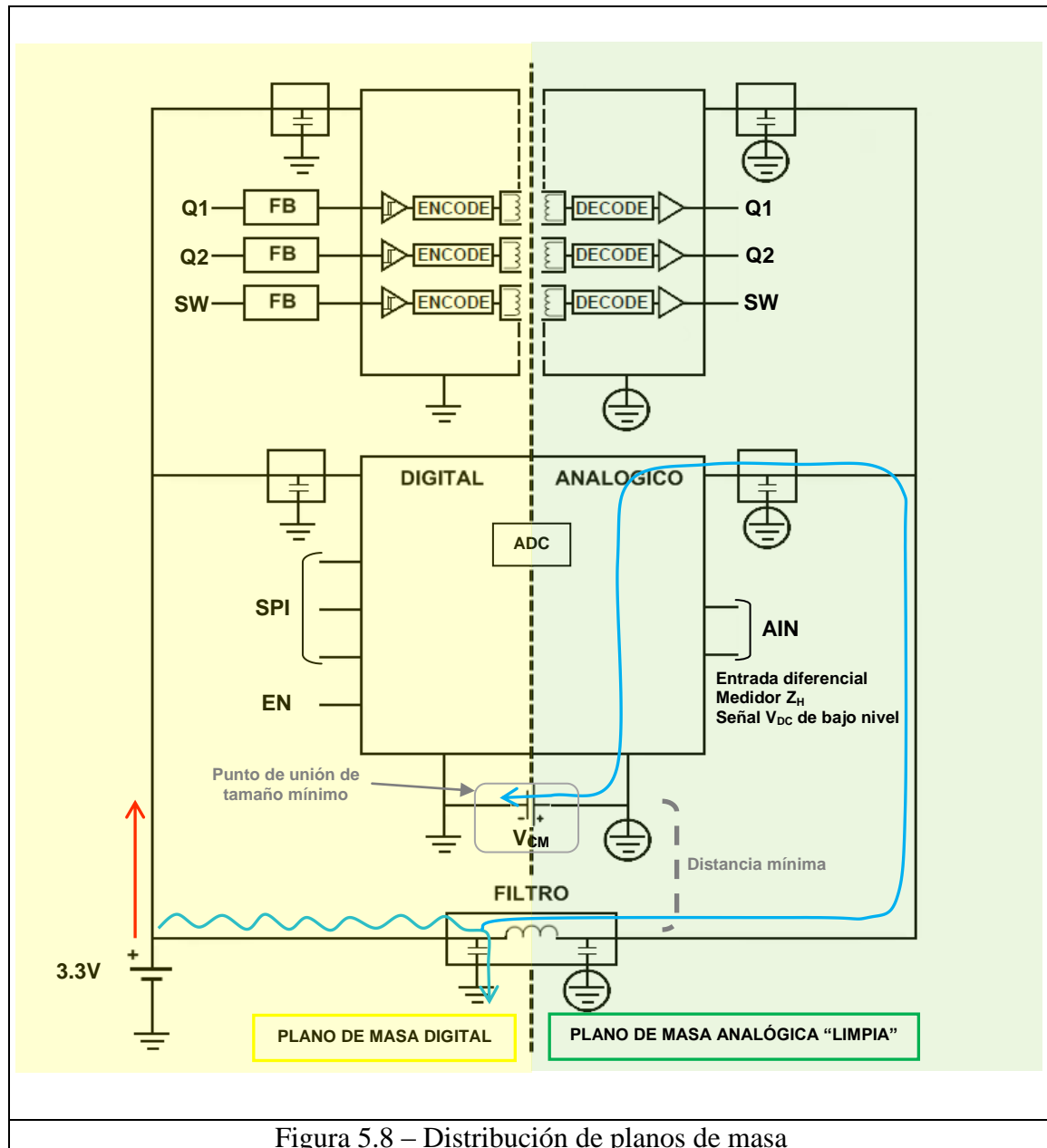


Figura 5.8 – Distribución de planos de masa

Cada circuito cuenta además con un filtro de “bypass” o desacoplo con condensadores cerámicos multicapa y condensadores de Tántalo de bajo ESR junto a los pines de alimentación.

5.3 DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO

A continuación se explican las decisiones de diseño de trazado de planos de masa, pistas y colocación de componentes del diseño del circuito impreso correspondiente al subsistema de adquisición.

El diseño de este circuito es muy importante, ya que ha de medir tensiones de valores en el rango de los microvoltios, por lo que se ha puesto especial atención para que los ruidos del subsistema microcontrolador no afecten a la medida por acoplamiento en

modo común, y para que la medida sea diferencial, evitando desequilibrios en las pistas de entrada.

5.3.1 Layout. Distribución de componentes

Los componentes se han posicionado en base a su pertenencia a:

- El área digital o Interfaz digital.

Interfaz digital del ADC y de los interruptores del circuito, cuya fuente de señal está en el subsistema microcontrolador.

- El área analógica “limpia”.

Interfaz analógica del ADC y etapa de entrada diferencial al subsistema de adquisición.

Esta distribución de componentes se justifica así mismo por la distribución de masas y alimentaciones del circuito.

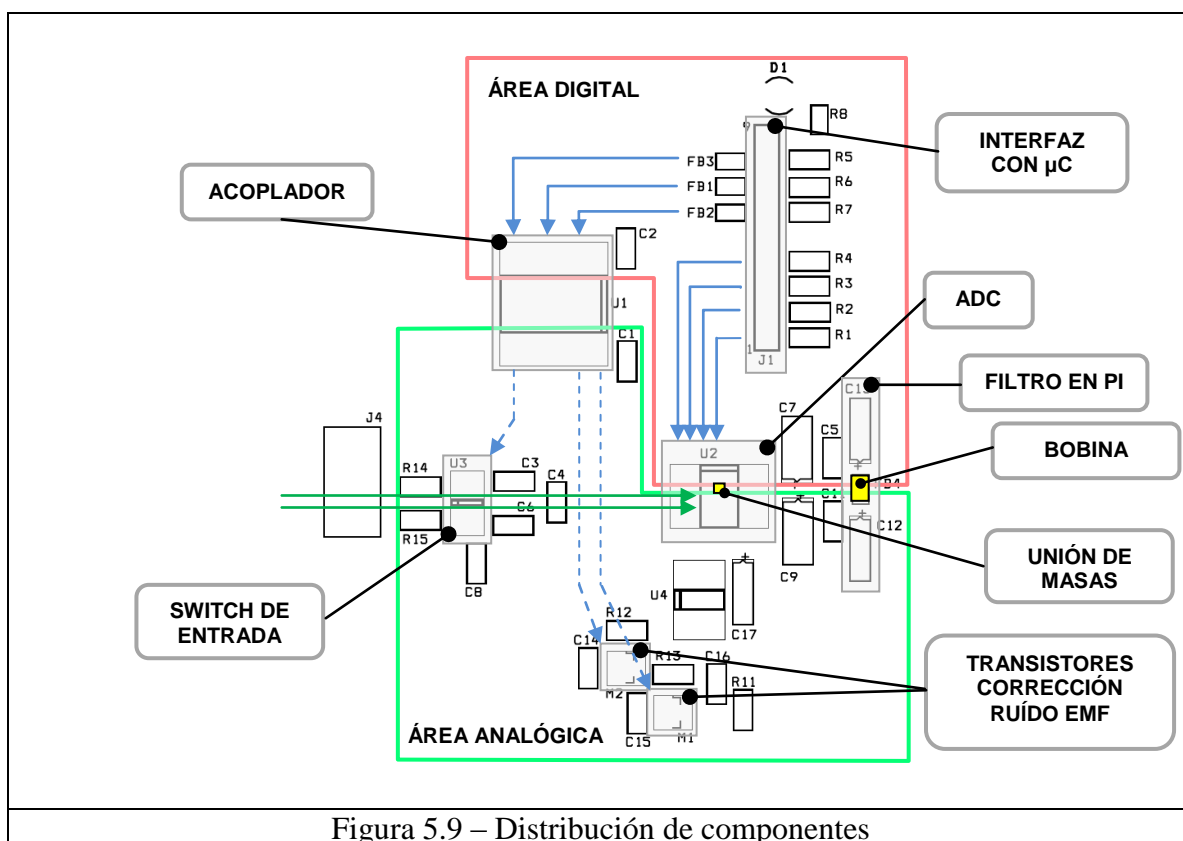


Figura 5.9 – Distribución de componentes

5.3.2 Distribución de planos de masa

La distribución de los planos de masa es como se muestra a continuación:

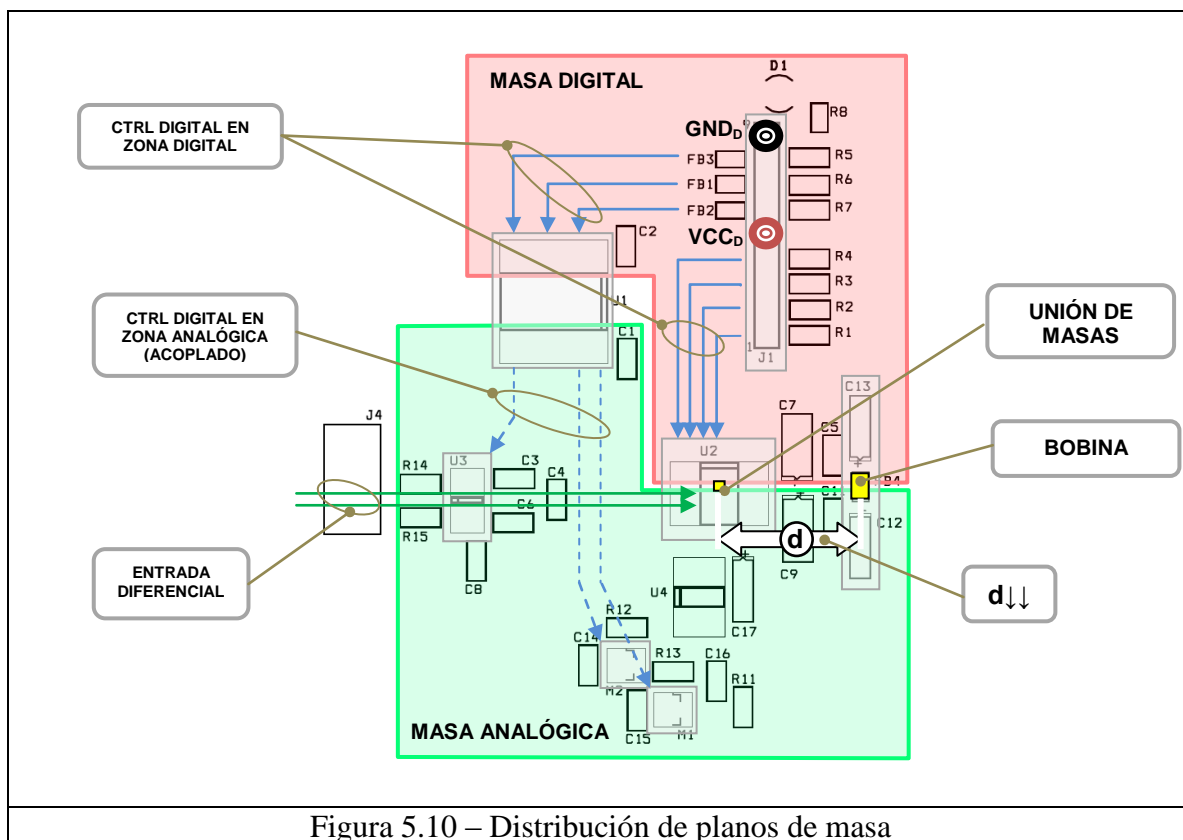


Figura 5.10 – Distribución de planos de masa

Existen dos zonas de masa independientes unidas en un punto bajo el ADC. Esto evita que corrientes de la zona digital retornen por masa analógica, ya que encontrarán mayor inductancia que si retornan directamente por su plano de masa.

De esta forma se consigue una referencia analógica imperturbada.

5.3.3 Distribución de planos de alimentación

A continuación podemos ver un esquema del recorrido de la corriente de alimentación:

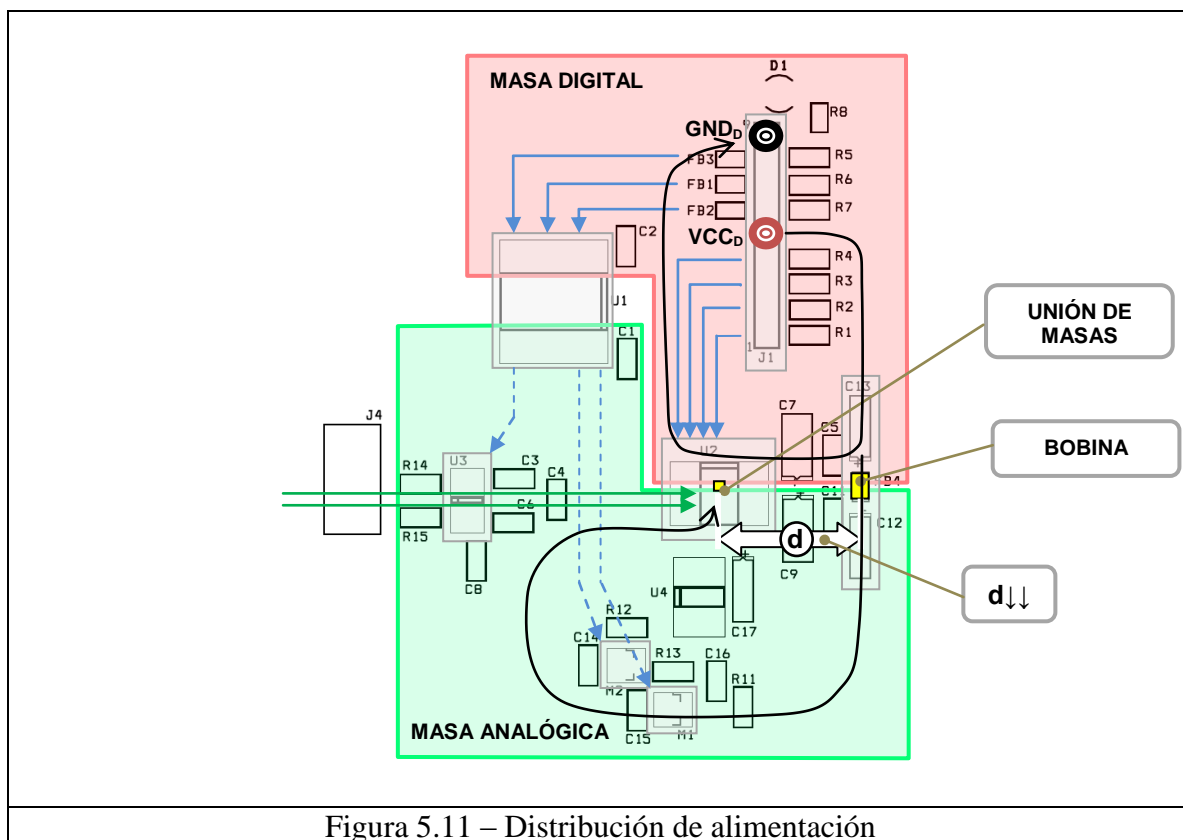


Figura 5.11 – Distribución de alimentación

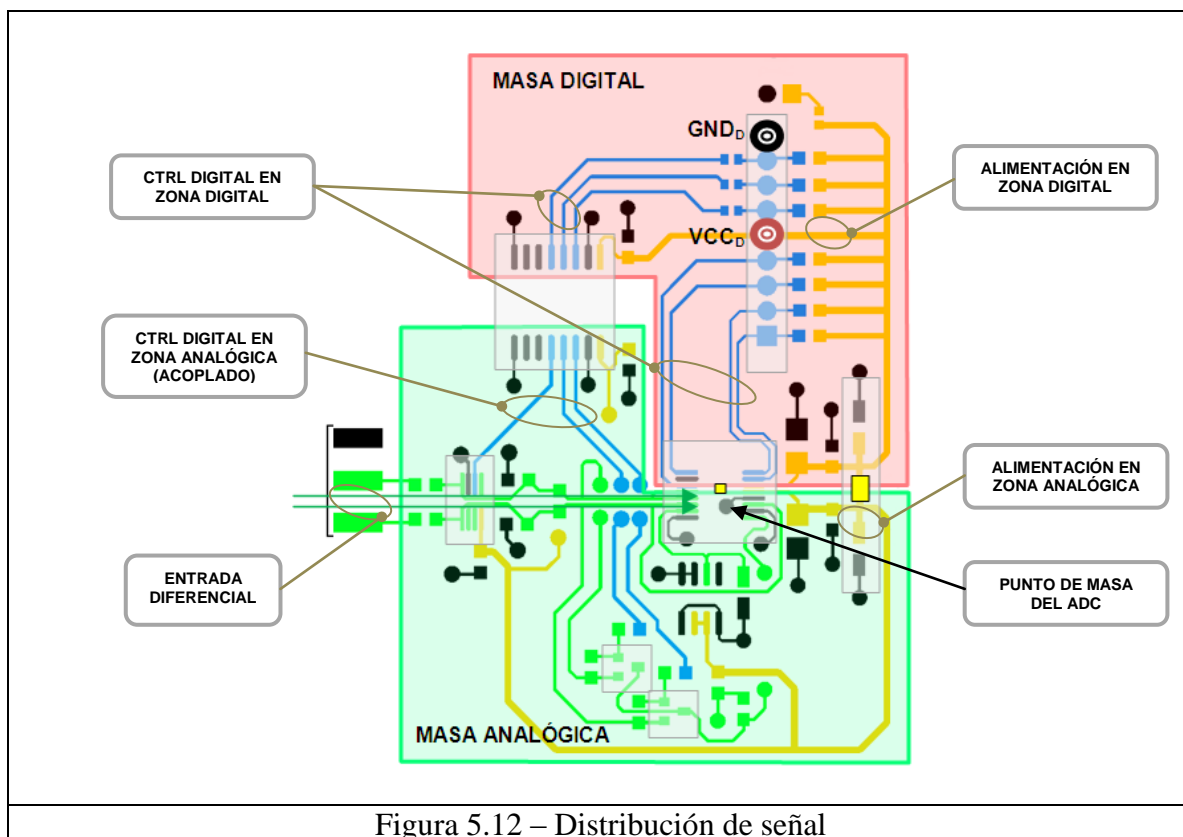
La alimentación pasa de la zona digital a la analógica muy cerca del punto de unión de masas (d↓↓), y a través de un filtro en π . Si alguna corriente de RF entrase por alimentación en la zona analógica, rápidamente quedaría desacoplada al plano de masa digital.

El ruido de RF en modo común que entre indebidamente en la zona de alimentación analógica, será filtrado por los condensadores de *bypass* que tienen todos los circuitos.

De esta forma conseguimos minimizar el contenido de ruido de la alimentación en la zona analógica, respecto a masa analógica.

5.3.4 Distribución de señal analógica y digital

A continuación podemos ver el trazado de pistas y las señales que contienen:



Los detalles más importantes que se pueden observar, con el fin de mantener la integridad de la señal medida son:

- La entrada está totalmente balanceada con el fin de no introducir ruido en modo diferencial.
- Las señales de control de switches y transistores en zona analógica, son acopladas galvánicamente, con el fin de mantener la zona de masa analógica sin ruidos de RF.
- El retorno del ADC está conectado justo debajo del circuito, en zona analógica y próximo al punto de unión de masa analógica con masa digital.
- Todos los condensadores de desacoplo o *bypass* de los circuitos están próximos al circuito, y desacoplados a masa con una vía próxima.

6 FIRMWARE DEL MICROCONTROLADOR

6.1 INTRODUCCIÓN

El firmware del microcontrolador consta de dos grandes bloques de programa bien diferenciados. El primero incluye el software específico desarrollado para el manejo del sistema completo, y el otro la biblioteca de Keil y APIs asociadas para configuración inicial del microcontrolador, manejo de interrupciones y manejo del bus USB.

a) El software específico incluye:

1. Un **protocolo de comunicaciones** para manejo del sistema completo.
2. Las funciones de **manejo del ADC**.
3. Las funciones de atención de **interrupciones**.

b) La biblioteca de NXP (Philips Semiconductors) implementa:

1. La **inicialización** básica del microcontrolador.
2. Funciones básicas de atención a interrupciones.
3. Las funciones de manejo del sistema microcontrolador como **dispositivo USB de interfaz humana**.

EFM no tiene sistema operativo, por lo que tanto la configuración del entorno de ejecución como el control del sistema corren bajo la aplicación embebida.

6.1.1 Entorno de desarrollo IDE

La aplicación está codificada bajo el entorno de desarrollo μ Vision 3 de Keil Software. Se ha empleado para ello:

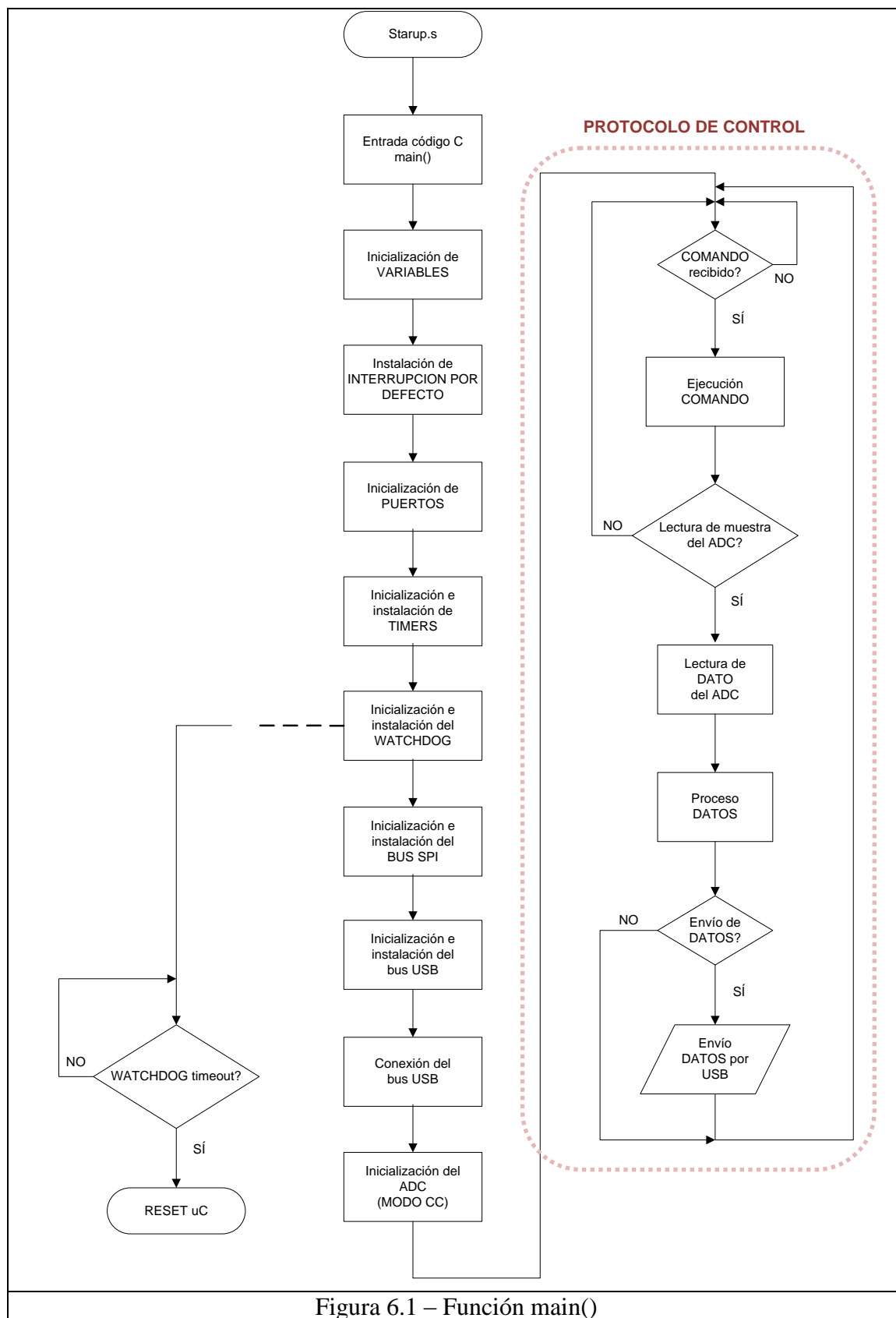
- El editor de proyectos μ Vision Project.
- La herramienta de compilación integrada RealView MDK-ARM V3.20, para microprocesadores basados en núcleos ARM y set de instrucciones de 32-bit.
- La herramienta de depuración μ Vision Debugger y la capacidad embebida ICE de la tarjeta de desarrollo Keil MCB2140. La capacidad ICE se compone de un puerto de acceso al microcontrolador para pruebas JTAG, y un adaptador USB-JTAG (Keil ULINK USB-JTAG) como interfaz con el PC.

6.2 DIAGRAMAS DE FLUJO

A continuación se muestran los diagramas de flujo de las funciones y procesos principales que forman el firmware del subsistema microcontrolador.

Primero se muestra el diagrama de la función main(), el cual refleja el flujo del programa completo por bloques, y posteriormente el resto de las funciones más importantes.

6.2.1 main()



6.2.2 Funciones

- Inicialización

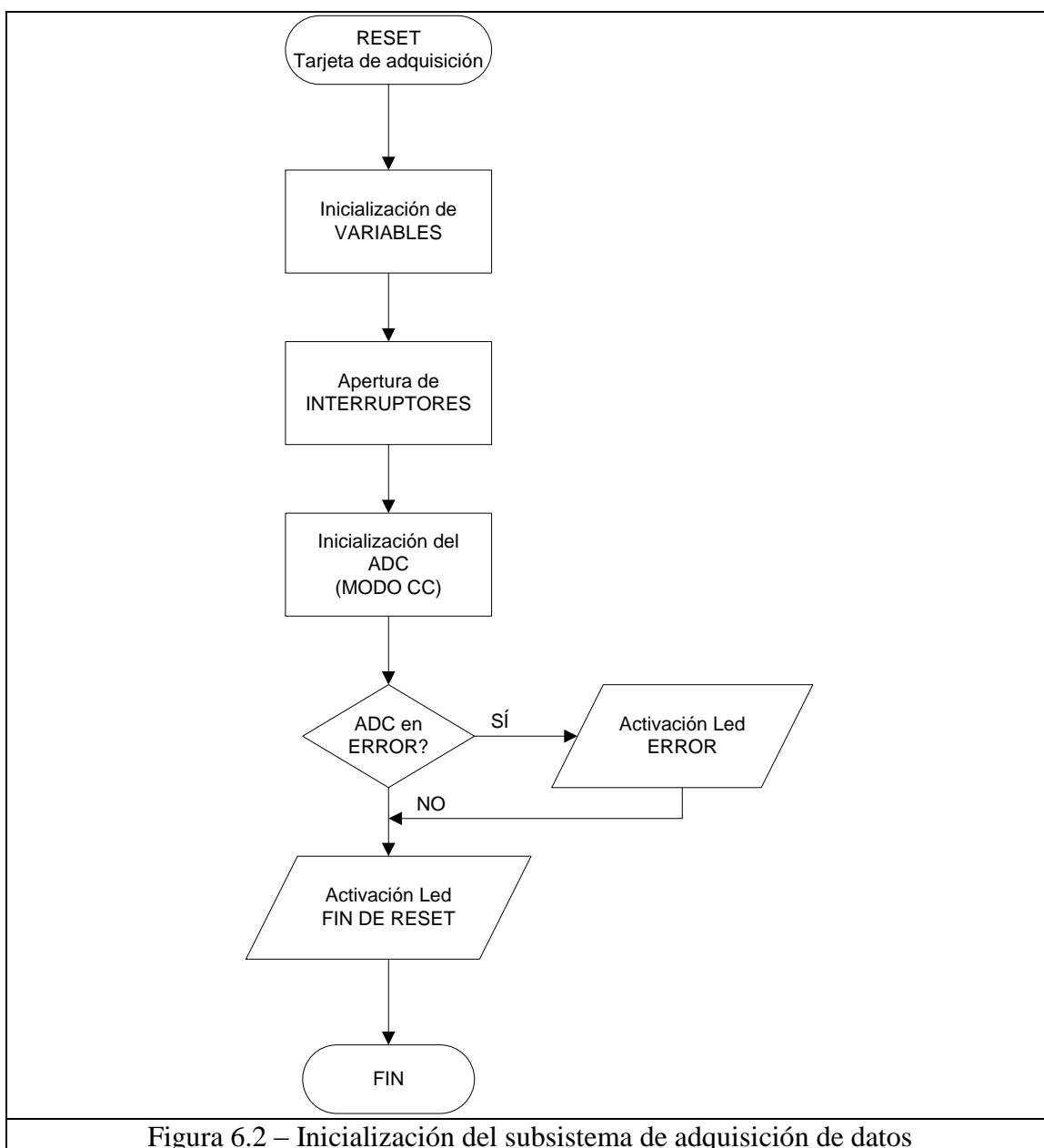


Figura 6.2 – Inicialización del subsistema de adquisición de datos

- Protocolo de comunicaciones y control

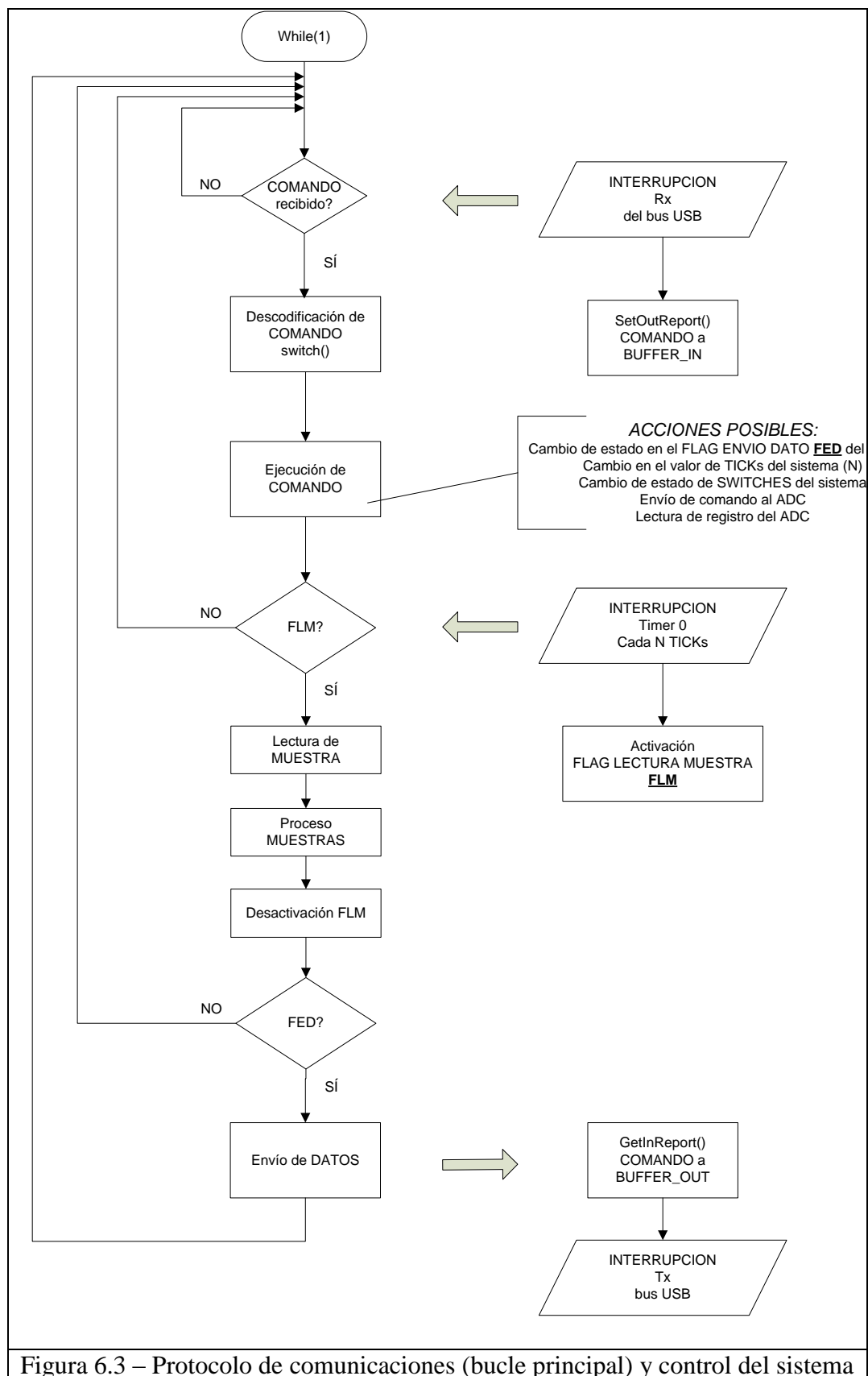


Figura 6.3 – Protocolo de comunicaciones (bucle principal) y control del sistema

- Manejo del ADC

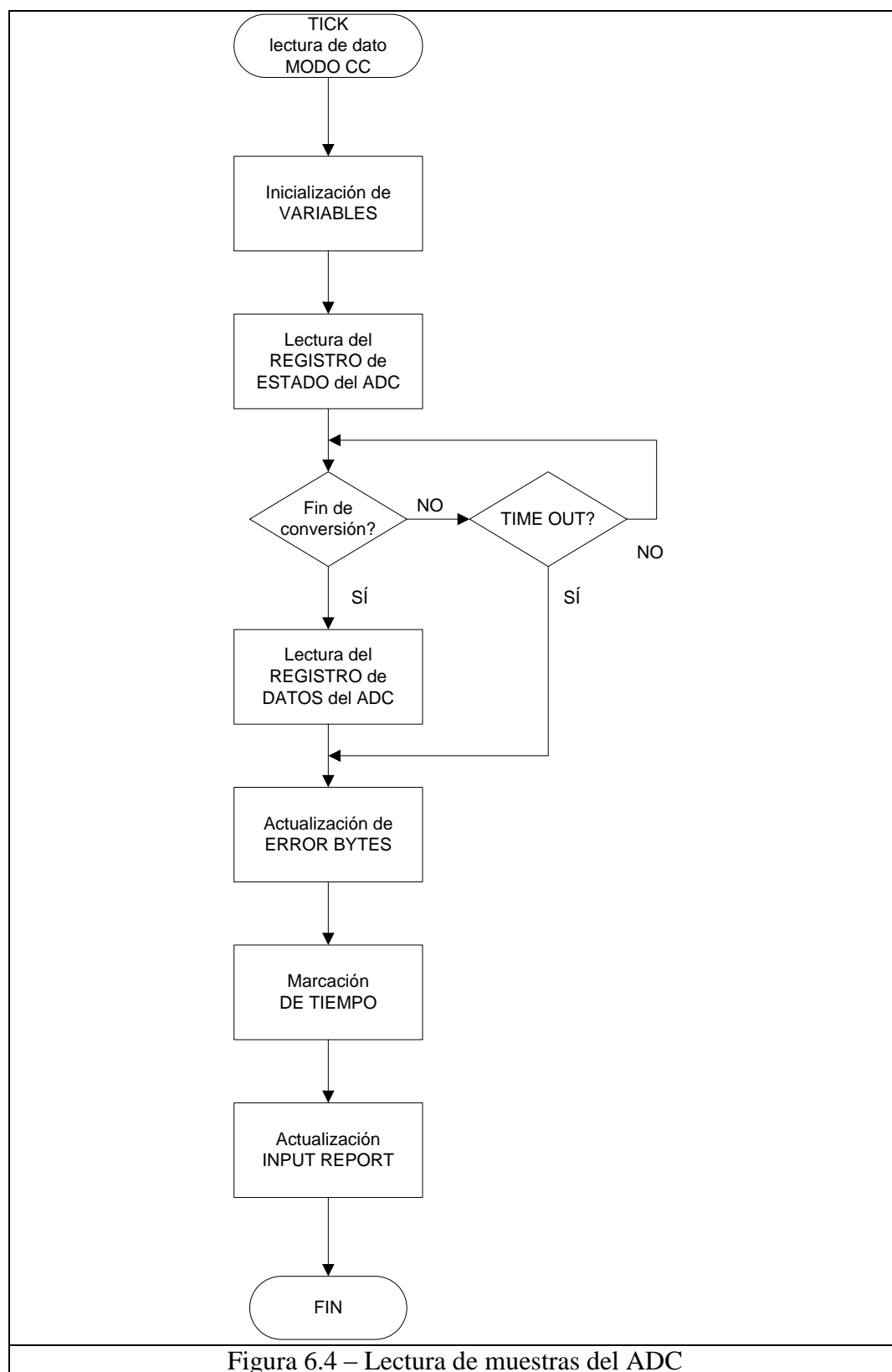


Figura 6.4 – Lectura de muestras del ADC

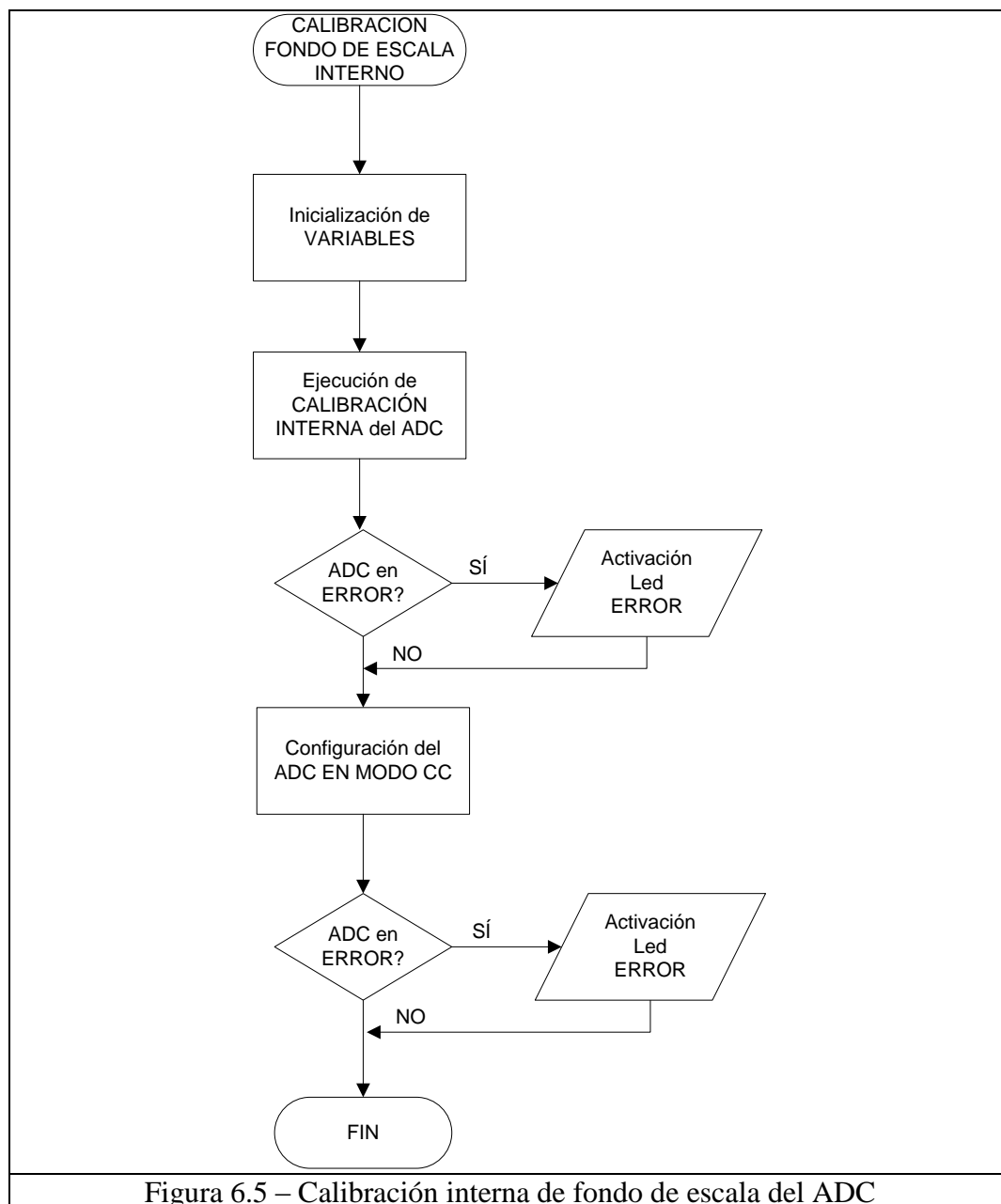


Figura 6.5 – Calibración interna de fondo de escala del ADC

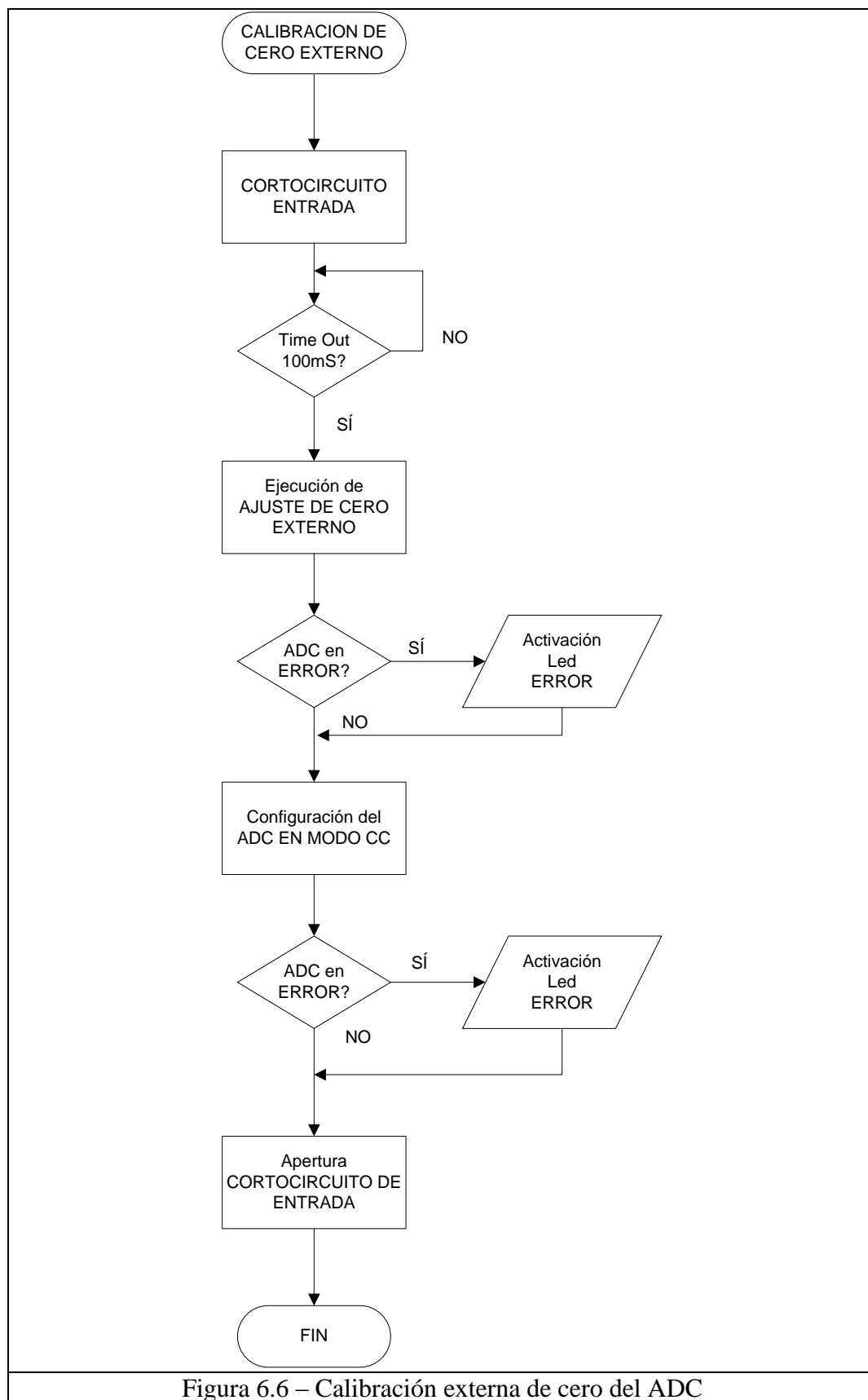


Figura 6.6 – Calibración externa de cero del ADC

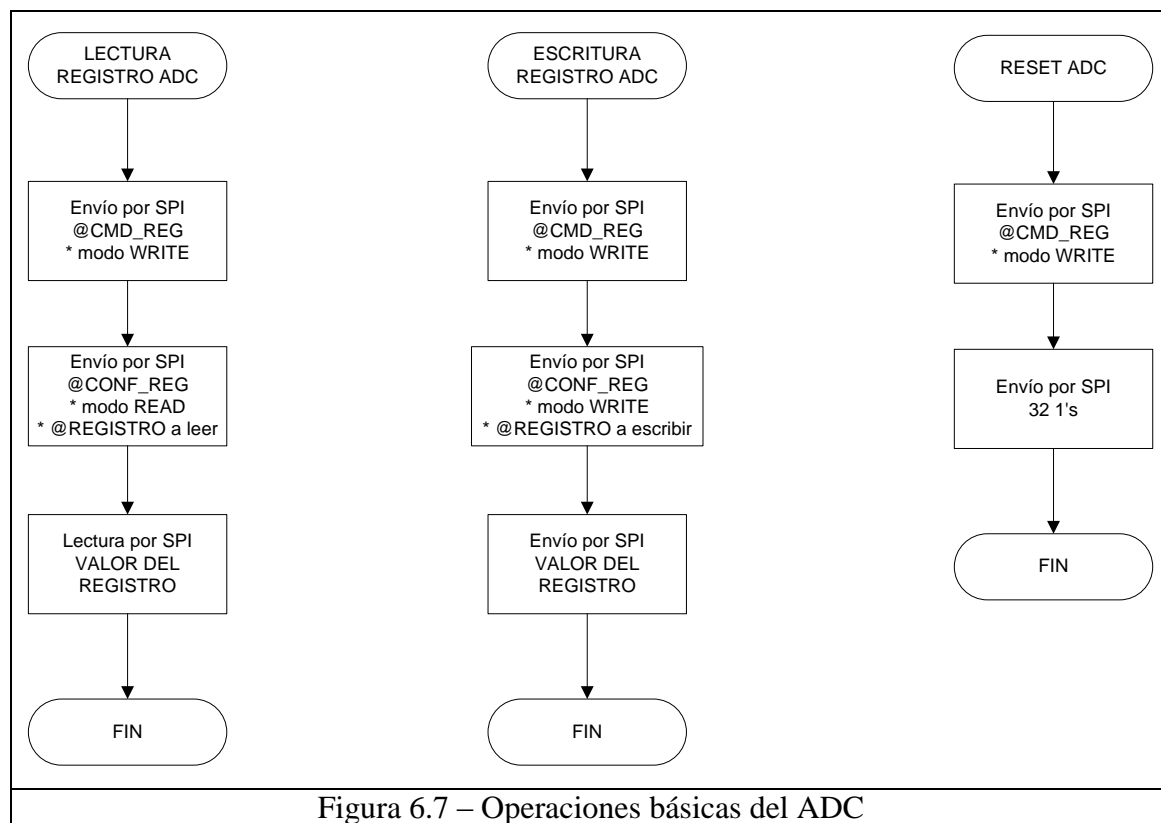


Figura 6.7 – Operaciones básicas del ADC

- Lectura de registro del ADC
- Escritura de registro del ADC
- Reset del ADC

- Manejo de datos del bus USB

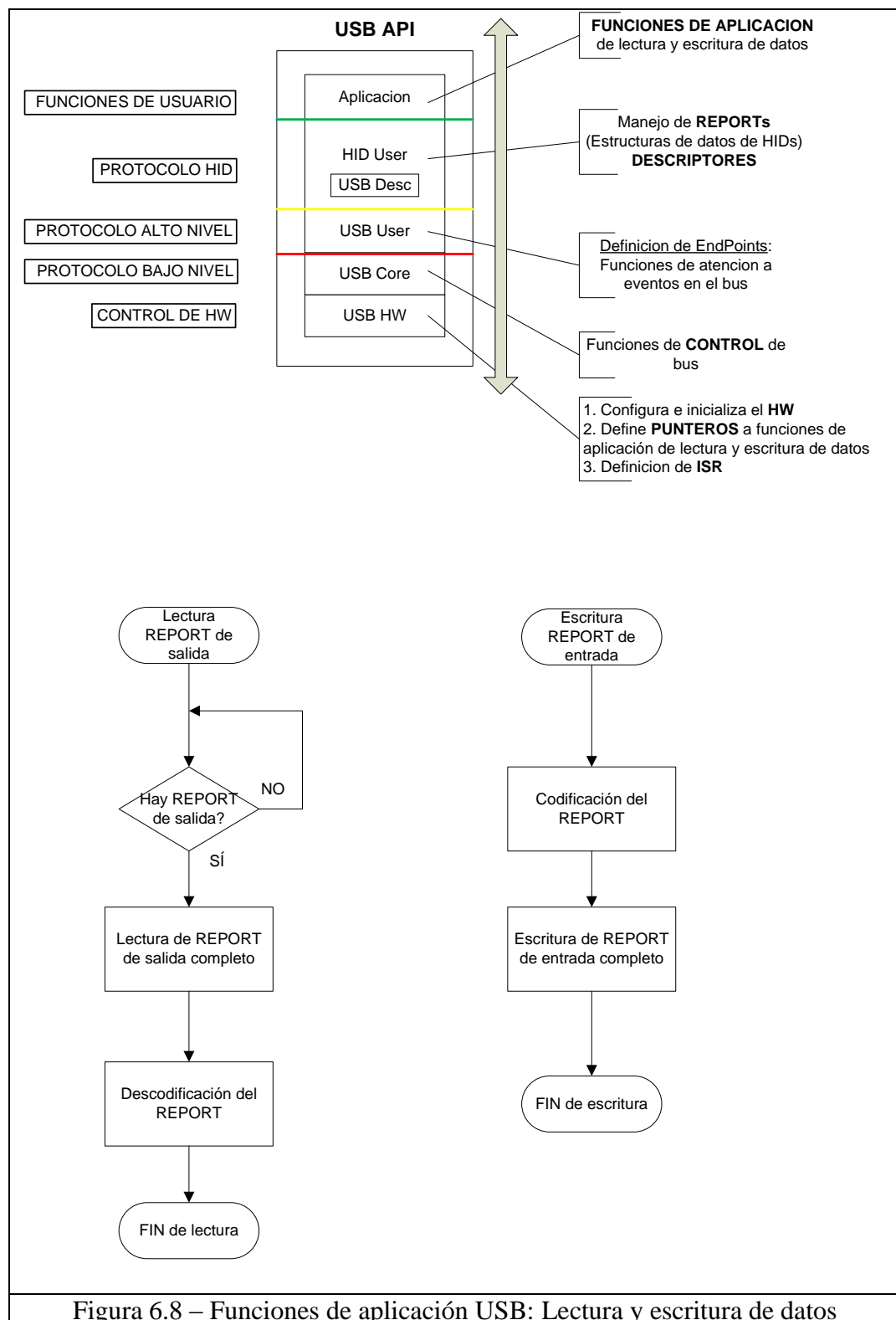


Figura 6.8 – Funciones de aplicación USB: Lectura y escritura de datos

- Lectura y escritura de datos a través de **reports** o **informes**, como dispositivo de interfaz humana (HID)

6.3 FUNCIONES DEL SISTEMA

6.3.1 Inicialización

La inicialización del firmware microcontrolador consta de dos etapas.

- a) Inicialización del entorno de ejecución.
- b) Inicialización de main() - aplicación y hardware externo.

6.3.1.1 Entorno de ejecución

La inicialización del entorno de ejecución se lleva a cabo tras el power on reset inicial del subsistema microcontrolador.

Antes de inicializar el microcontrolador, éste está en el siguiente estado por defecto:

- a) Modo de ejecución supervisor.
- b) Interrupciones inhibidas.
- c) Modo de instrucciones ARM 32 bits.

La inicialización del entorno de ejecución saca al microcontrolador de dicho estado por defecto. Para ello se realizan las siguientes tareas:

1. Inicialización y estabilización del reloj del sistema, de forma que el microcontrolador funcione con un reloj a 60 MHz y los periféricos con un reloj a 15 MHz.
2. Configuración del módulo de aceleración de memoria.
3. Dimensionamiento de la pila para todos los modos de ejecución del microprocesador.
4. Cambio del modo de ejecución a modo user.

No es necesario mapear la tabla de vectores de interrupción, ya que el punto de entrada de código es la dirección de memoria 0x00.

Con las interrupciones inhibidas y el modo de instrucciones ARM de 32 bits, finalizamos la inicialización del entorno de ejecución dando el control al código C, a través de la función main().

6.3.1.2 main()

La función main() comienza inicializando las variables del sistema necesarias para la configuración y el control de EFM.

Posteriormente realiza las siguientes tareas:

1. Inicializa el controlador de interrupciones

Instala la interrupción por defecto que se produce ante fuentes desconocidas de interrupción (por error). Dicha interrupción genera un reset del subsistema microcontrolador (y por tanto de EFM), al llevar al contador de programa del microcontrolador al inicio de la memoria de programa.

2. Inicializa los puertos de forma adecuada

- Configura el puerto P1 para su uso con 8 indicadores led. Dichos indicadores actúan como interfaz de salida de información al usuario del estado de EFM. Los bits usados del puerto para tal fin son del P1.16 al P1.23.
- Configura P0 para que el bit P0.7 actúe como chip select (nCS) del bus SPI de control del ADC.

3. Establece y arranca las temporizaciones del sistema

- Establece una temporización de 1 ms en el timer 0 como tick general del subsistema microcontrolador
- Establece una temporización de 10 ms en el timer1 como refresco del contador de watch dog
- Instala funciones de atención de interrupción de ambos temporizadores
- Activa la interrupción de los temporizadores
- Arranca los temporizadores

4. Arranca el watch dog

- Configura el watch dog para que se produzca un reset a 1 segundo, si no se ha producido refresco a cero del contador del watch dog
- Instala la función de interrupción del watch dog
- Activa el watch dog

5. Arranca el puerto SPI de control del ADC

- Inicializa buffers de datos de lectura y escritura
- Configura el puerto SPI0 a 1,875 MHz, en modo master, y en modo MSB first
- Instala la función de interrupción del puerto SPI0
- Activa la interrupción del bus

6. Arranca el bus USB configurando EFM como un dispositivo USB HID

- Inicializa buffers de datos de envío y recepción de datos (reports de entrada y salida, respectivamente)
- Define punteros a funciones de escritura y lectura de reports
- Conecta EFM al PC como un dispositivo de interfaz humana (HID)

7. Inicializa los switches y el ADC

- Abre los interruptores de compensación de ruido termoelectrónico, tanto el de cortocircuito de entrada, como los de control de paso de corriente por la etapa de entrada.
- Inicializa el **modo de conversión continua** con las siguientes características:
 - o Frecuencia de muestreo a 4.17 Hz (tiempo de estabilización de muestra de 480 ms, debido a que implementa dos muestras para devolver un dato válido - Th. del muestreo)

- V_{BIAS} activado
 - Salidas de corriente no activadas
 - Configuración de tensión de entrada unipolar
 - Boost no activado (arranque rápido del generador de V_{BIAS})
 - Referencia de tensión interna de 1,17 V
 - Ganancia 1
 - Buffer de entrada desactivado
 - Canal de entrada analógica 1
- Indicación luminosa de fin de inicialización de EFM.

Finalmente cede el control al bucle infinito de descodificación de comandos, que se queda a la espera de recibir comandos de control por el bus USB, y realizar las acciones pertinentes de protocolo de control.

6.3.2 Protocolo de control

El firmware microcontrolador, al carecer de sistema operativo, tras realizar la inicialización completa de EFM, pasa a ejecutar de modo continuo el descodificador de comandos de control.

El descodificador es un bucle infinito, el cual en cada paso de ejecución realiza las siguientes tareas:

- a) Monitoriza el buffer de entrada de comandos de control.

El buffer de entrada contiene los datos del report de salida generado por el PC, y enviado al subsistema microcontrolador por bus USB. El primer byte del buffer es el comando, y los restantes son datos asociados al comando.

En caso de existir algún comando en espera, es descodificado y ejecutado.

- b) Monitoriza el estado de la **bandera de lectura de muestra** del ADC (FLM).

Bandera, que en caso de estar activada, da paso a la lectura de la próxima muestra disponible en el registro de datos del ADC, y guardando después el dato leído en el report de entrada.

- c) Procesa los datos (los comprime realizando medias)

En caso requerido se puede optar por enviar datos promediados.

- d) Monitoriza el estado de la **bandera de envío de datos** (FED) por USB.

Bandera, que en caso de estar activada, envía el dato al PC por USB, cargado en el report de entrada.

- e) Inhibe la lectura de muestra del ADC, desactivando la bandera FLM.

6.3.2.1 Comandos

El decodificador va ejecutando los comandos por orden de entrada a través de una estructura de código *switch()*. Los comandos y datos de control y configuración quedan almacenados en la memoria SRAM (FIFO) que dispone el microcontrolador como buffer de entrada de cada endpoint configurado para el bus USB. Si existen datos en la memoria FIFO, el microcontrolador es interrumpido, y se lee y borra de la misma un número de bytes igual al tamaño del report de salida, configurado para el dispositivo. Como veremos más adelante, el primer byte del report de salida es el que contiene el comando a ser ejecutado.

Los comandos implementados son:

- a) Comienzo de envío continuo de datos muestrados por el ADC.

Este comando activa la bandera FED que permite al subsistema microcontrolador el envío de datos continuo al PC de las muestras guardadas en el report de entrada.

- b) Paro de envío continuo de datos muestrados por el ADC.

Desactiva la bandera FED

- c) Establecimiento del periodo de lectura de muestra del ADC.

Establece el periodo de lectura de muestra del ADC, es decir, establece el número de ticks (interrupciones de 1 ms) necesarios para que se active la bandera FLM.

- d) Cierre de cortocircuito de entrada al ADC.

Cierra en switch de entrada, estableciendo un cortocircuito en el canal de entrada del ADC al que está conectado el sensor de campo.

Este cortocircuito permite la compensación del ruido termoeléctrico en la etapa de entrada, inyectando corriente en la misma.

- e) Apertura de cortocircuito de entrada al ADC.

Abre el switch de entrada.

- f) Apertura del transistor Q1 (A)

Control del transistor de inyección de corriente por el ramal (-) de la etapa de entrada (diferencial)

- g) Cierre transistor Q1

- h) Apertura transistor Q2 (nA)

Control del transistor de inyección de corriente por el ramal (+) de la etapa de entrada (diferencial)

El transistor Q2 debe estar en estado contrario al transistor Q1

- i) Cierre transistor Q2
- j) Lectura de registro del ADC.

Comando de lectura de un registro del ADC y envío al PC.

El registro y el número de bytes a leer van indicados como parámetros del comando. Los datos leídos son copiados al report de entrada de datos, y enviados al PC .

- k) Escritura de registro del ADC.

Comando de escritura de un registro del ADC.

El registro, los parámetros y el número de bytes a escribir, van indicados como parámetros del comando.

- l) Reset e inicialización del ADC.

Fuerza un comando de reset del ADC y lo inicializa.

6.3.3 Manejo del ADC (SPI)

El ADC se configura y controla mediante un conjunto de registros. El μ C maneja estos registros a través de una interfaz digital con protocolo SPI (Serial Peripheral Interface) y un pin de selección de circuito.

Tabla resumen de registros del ADC:

REGISTRO	R/W	@	N bits	DESCRIPCIÓN
Communications	W	0	8	Habilita escritura/lectura, direcciona registros, habilita CR
Status	R	0	8	Indica estado de conversión, error y canal activo
Mode	R/W	1	16	Configura modo de uso, reloj y frecuencia de muestreo
Configuration	R/W	2	16	Configura amplificador, y selecciona referencia y canal
Data	R	3	24	Dato resultado de la conversión
ID	R	4	8	Identificador del ADC
IO	R/W	5	8	Control de las fuentes de corriente
Offset	R/W	6	24	Offset de calibración de cero. Modo IDLE para su escritura.
Full scale	R/W	7	24	Offset de calibración de fondo de escala. Modo IDLE para su escritura.

Cualquier proceso de lectura o escritura en los registros del ADC se inicia escribiendo el *communications register*, poniendo su bit más significativo a cero.

El firmware microcontrolador tiene implementado una serie de funciones y variables para manejo del ADC. A continuación describimos las principales:

- Bandera (Flag) de lectura de muestra

Existe un flag de lectura de muestra (FLM) que controla el permiso de lectura del registro de datos del ADC. Cuando este flag está activado, el microcontrolador lee el registro de datos del ADC. Este flag se activa cada vez que se produce un número determinado de ticks (interrupciones de 1 ms) producida por la temporización principal del subsistema del timer 0.

Tras producirse la lectura del dato, se copia junto con una marca temporal en el report de entrada.

- Funciones de lectura y escritura de registros

Son funciones básicas que permiten el acceso directo a los registros del ADC a través del bus SPI. Reciben y envían la información al PC a través de reports por el bus USB.

Estas funciones forman parte de otras más complejas, como la de lectura de muestra del ADC. La función de lectura se usa siempre con un bucle que interroga el *status register* por polling, comprobando si ha ocurrido el fin de conversión de muestra mediante el bit de estado, dando un time out para que el bucle no se haga infinito en caso de fallo del ADC.

Para entender estas funciones hay que analizar la estructura de los reports (más adelante se verá con algo más de detalle, al explicar las comunicaciones por USB). Son estructuras de 16 bytes (como se han configurado en su descriptor), y su formato depende de si es el de entrada o salida:

○ Report de entrada ($\mu\text{C} \rightarrow \text{PC}$)

InputReport[0] = 1	- Input Report ID
InputReport[1] = Muestra/Dato	- Data byte 1
InputReport[2] = Muestra/Dato	- Data byte 2
InputReport[3] = Muestra/Dato	- Data byte 3
InputReport[4] = ADC Error	- Data byte 4
InputReport[5] = SPI Error	- Data byte 5
InputReport[6]...[14] = Time stamp	- Data bytes 6...14
InputReport[15] = Datos	- Data byte 15

○ Report de salida ($\text{PC} \rightarrow \mu\text{C}$)

OutputReport[0] = 2	- Output Report ID
OutputReport[1] = Comando	- Command byte 1
OutputReport[2] = Registro/Dato	- Data byte 2
OutputReport[3...5] = Parámetros/Datos	- Data byte 3...5
OutputReport[6] = # de bytes a Tx-Rx/Dato	- Data byte 6
OutputReport[7]...[15] = Datos	- Data byte 7...15

- a) La lectura básica de un registro del ADC se implementa de la siguiente forma:
- Se recibe un comando de lectura de registro por el bus USB:
OutputReport[1] = 'Y'
OutputReport[2] = Registro (0 ... 7)
OutputReport[6] = # de bytes a Rx (por SPI)
 - Se ejecuta la función de lectura de registro por el bus SPI:
 1. Envío 0x00:
 - Escribo 0x00 en el registro de COMUNICACIONES
 - Habilito comunicaciones con el ADC
 2. Envío @ | 0x40:
 - Escribo @ | 0x40 en el registro de COMUNICACIONES
 - @ = Dirección del registro a leer (desplazado @ << 3)
 - | 0x40 = Habilito lectura del registro @
 3. Leo el valor del registro del bus SPI (3 bytes como máximo)
 - Se guarda el valor del registro en el report de entrada
 - Se envían los datos por USB

- b) La escritura básica de un registro del ADC se implementa de la siguiente forma:
- Se recibe un comando de escritura de registro por el bus USB:
OutputReport[1] = 'Z'
OutputReport[2] = Registro (0 ... 7)
OutputReport[3...5] = Parámetros
OutputReport[6] = # de bytes a Tx (por SPI)
 - Se ejecuta la función de escritura de registro por el bus SPI:
 1. Envío 0x00:
 - Escribo 0x00 en el registro de COMUNICACIONES
 - Habilito comunicaciones con el ADC
 2. Envío @ | 0x00:
 - Escribo @ | 0x00 en el registro de COMUNICACIONES
 - @ = Dirección del registro a escribir (desplazado @ << 3)
 - | 0x00 = Habilito escritura del registro @
 3. Envío parámetros:
 - Escribo los parámetros del registro del bus SPI (3 bytes como máximo)

- Lectura de muestra del ADC

La lectura de muestra del ADC no es más que una lectura básica del registro de datos, comprobando previamente por polling en el *status register* si el dato está disponible en el registro (conversión finalizada).

Primero se implementa una lectura por polling:

- Si no existe error, leo el registro de datos y lo guardo en el report de entrada
- Si existe error, guardo los bytes de error en el report de entrada:

Del ADC:

Time-out por fallo de comunicación del ADC

Under/Over sampling

Time-out por conversión en curso

Del bus SPI:

Byte de error en comunicación del μ C

Posteriormente se introduce una marca temporal en la muestra, guardándola en los bytes InputReport[6]...[15] del report de entrada.

Finalmente se guarda el valor de la muestra en el report de entrada, y se envían los datos por USB.

- Función de reset del ADC

Esta función escribe 32 1's seguidos en el bus SPI. Esto consigue resetear el controlador SPI del ADC en caso de perder el bus tras un fallo en el sistema.

Además devuelve al ADC a su estado por defecto tras un reset, para después inicializarlo igual que lo inicializa el main() en la fase de inicialización del sistema.

- Funciones de ajuste de cero y fondo de escala

a) Ajuste de cero externo

Primero cierro el switch de la etapa de entrada, cortocircuitando la entrada.

Posteriormente escribo en el *mode register* el comando de calibración de cero externo, y espero por polling del *status register* a que termine de realizar la calibración. Si salta el time out enciendo led de error.

Pongo el ADC en modo de conversión continua (ya que tras la calibración queda en *idle state*), espero por polling del *status register* a que comience la conversión continua. Si salta el time out se enciende un led de error.

Abro el switch de la etapa de entrada.

b) Ajuste de fondo de escala

Escribo en el *mode register* el comando de calibración de fondo de escala interna, y espero por polling del *status register* a que termine de realizar la calibración. Si salta el time out enciendo led de error.

Pongo el ADC en modo de conversión continua (ya que tras la calibración queda en *idle state*), espero por polling del *status register* a que comience la conversión continua. Si salta el time out se enciende un led de error.

6.3.4 Rutinas de atención de interrupciones

El firmware maneja tres fuentes de interrupción normales:

- a) Dos temporizaciones
 - Una de 1 ms (tick del sistema)
 - Otra de 10 ms (refresco del watch dog)
- b) Recepción y transmisión de datos por el bus SPI para comunicación y control del ADC.
- c) Recepción y transmisión de datos por el bus USB para comunicación con la interfaz de usuario implementada en el PC

6.3.4.1 Temporizaciones

La temporización de 1 ms se emplea como tick del sistema.

Dos variables son actualizadas en sendas funciones de atención a las interrupciones de los temporizadores, manejando la temporización:

1. Variable de uso general.
Implementa retardos múltiplo de 1 ms, y establece time outs en comprobaciones que pueden quedarse en bucle infinito si no se da la condición de salida de la comprobación.
2. Variable de sistema.
Establece cada cuanto tiempo se lee una muestra del ADC en múltiplos de 1 ms.

6.3.4.2 Bus SPI

El bus SPI se usa para enviar comandos de configuración y leer datos del ADC.

Cada vez que se lee un registro del ADC y hay un dato válido en el buffer de entrada del bus SPI, se produce una interrupción. La función de atención a la interrupción lee el dato, y lo va almacenando en un buffer. Cuando el buffer se ha llenado con tantos datos como esperábamos, entonces son procesados.

En cada transacción con el ADC se actualiza una variable para almacenar el estado del bus SPI, estado que se reporta siempre al PC en cada transacción de datos por el bus USB.

6.3.5 Comunicaciones mediante USB

La comunicación entre EFM y el PC se realiza a través de USB.

USB ofrece una solución de comunicaciones entre sistemas basada en un bus de paso de testigo (token passing), consistente en un host y varios dispositivos en topología de estrellas apiladas (hasta un máximo de 127). El host actúa como controlador de bus, distribuyendo testigos. El dispositivo cuya dirección coincide con la que porta el testigo,

responde aceptando o enviando datos al controlador, y finaliza enviando información de estado de la transferencia de datos.

El host organiza las transacciones en tramas de 1 ms. Cada trama contiene un marcador de inicio de trama y datos transferidos hacia/desde los endpoints del dispositivo. Cada dispositivo puede tener hasta un máximo de 16 endpoints lógicos o 32 físicos (un endpoint lógico contiene un endpoint físico de entrada de datos y otro de salida de datos). Un endpoint no es más que el contenedor de datos de entrada/salida del dispositivo. Cuando un dispositivo es conectado al bus, el host averigua cuantos endpoints contiene, y crea un enlace de datos lógico llamado pipe, entre cada endpoint y el host.

Existen 4 tipos de transferencias de datos definidas para los endpoints:

- Transferencias de control:
Es el modo empleado durante la enumeración (configuración) del dispositivo. Tiene un protocolo estricto y todos los dispositivos han de implementarlo.
- Transferencias por interrupción:
Aseguran la transferencia periódica de datos dentro de un intervalo pequeño de tiempo, sin importar el retardo dentro de ese intervalo (ratones, teclados, ...)
- Transferencias de datos masivas (Bulk):
Realizan transferencias de mucha cantidad de datos, sin que el tiempo de transferencia sea crítico (impresoras, escáneres, memorias, ...)
- Transferencias isócronas (Isochronous):
Son transferencias de datos utilizadas cuando es importante que los datos lleguen en tiempo real (streaming de audio y video) en un instante de tiempo concreto. No poseen corrección de errores.

Con el fin de convertir a EFM en un dispositivo USB de interfaz humana (HID), se ha elegido el microcontrolador LPC2148 que gobierna el subsistema microcontrolador, y se ha utilizado la biblioteca de Keil de protocolo de comunicaciones por USB para microcontroladores LPC214x, usando y configurando su API, sin necesidad de tener que implementar el protocolo, minimizando la complejidad que tal tarea exige.

El microcontrolador está equipado con un controlador de dispositivo USB 2.0 hasta transferencias full-speed (12 Mbps), con los siguientes elementos y capacidades:

- Una **memoria SRAM** (2 kB) para alojar los endpoints
- Un controlador de **DMA**
- Un **controlador de interfaz serie** que descodifica las tramas de datos y los escribe en el buffer de memoria asociado al endpoint correspondiente
- Una **interfaz basada en registros**, para configurar el controlador de interfaz serie y chequear el estado de las transacciones (status registers)
- Un **generador de interrupción** para transacciones completadas.
- Capacidad para ser **alimentado desde el bus**

A continuación resumiremos brevemente los conceptos básicos de un USB:

- Los dispositivos USB tienen la capacidad de conectarse en caliente y de ser configurados dinámicamente.
- Cuando un dispositivo se conecta a un host, este último inicia un proceso llamado **enumeración**, en el que ocurren los siguientes pasos:
 - El host detecta el dispositivo monitorizando la tensión en la línea de datos (D+ y D-) para averiguar la máxima velocidad de transferencia de datos que acepta el dispositivo (low, full y high speed), e indicando el dispositivo al host los datos necesarios relativos a la primera conexión
 - El host resetea el dispositivo
 - El host inicia una transferencia de datos de control a través del endpoint 0 averiguando previamente cual es el tamaño máximo del paquete de datos para este endpoint
 - El host le asigna una dirección
 - El host realiza una petición de envío al dispositivo de su descriptor, aprendiendo a cerca de todas las configuraciones posibles del dispositivo.
 - El host carga el driver correspondiente al dispositivo
 - El driver selecciona la configuración adecuada del dispositivo
 - El dispositivo queda en **estado conectado**, a no ser que el host detecte una sobrecorriente en la línea de alimentación USB que energiza (o no) el dispositivo, caso en el que el host lo deja en **estado desconectado** (equivale a que el dispositivo no está físicamente conectado al bus)
 - Si el dispositivo para su actividad en el bus durante más de 3 ms, queda en **estado suspendido** (estado en el cual puede seguir estando energizado a través del bus)
- La enumeración es transparente para el usuario, y una vez realizada, el dispositivo queda listo para la transferencia de datos a nivel de aplicación.
- Durante el proceso de enumeración se establece el modo de transferencia de datos (que viene descrito en el descriptor), asociado a la clase definida para el dispositivo.
- La mayoría de los dispositivos comparten muchos atributos en común y demandan el mismo tipo de servicios del host, por lo que se agrupan en clases.
- Las clases facilitan el desarrollo de drivers y firmware de dispositivo, ya que estandarizan el proceso.
- La mayoría de los sistemas operativos contienen drivers para la mayoría de las clases más comunes, por lo que no es necesario implementarlos. Tal es el caso de EFM, que se ha desarrollado como un dispositivo de clase HID.
- Las clases más comunes son:
 - Dispositivos de interfaz humana (HID)

- Dispositivos de almacenamiento
 - Impresoras
 - Dispositivos de audio
 - Dispositivos de imagen
- Sea cual sea la clase definida para el dispositivo, y por tanto su tipo de transferencia de datos, el flujo de datos siempre tiene las mismas características:
 - Los datos “entran” y “salen” siempre respecto al host. Si una transacción de datos es desde el dispositivo hacia el host, se denomina una **transacción de entrada**, y si los datos son desde el host hacia el dispositivo se denomina **transacción de salida**.
 - También existe un tipo especial de transacción, las **transacciones de configuración o setup**, empleadas por el host para inicializar una transferencia de control (son de salida de datos)
 - En el dispositivo, los datos son enviados y recibidos a un espacio de memoria o buffer reservado llamado endpoint, como explicamos anteriormente. Cualquier dispositivo ha de tener un endpoint 0 de entrada y un endpoint 0 de salida, donde se colocan los datos a enviar al host y se reciben los datos del host, respectivamente, en las transferencias de control.
 - Las características del dispositivo vienen descritas en una estructura de datos llamada **descriptor**. Los descriptores más comunes son:
 - Descriptor de dispositivo

Solo puede existir un descriptor de este tipo. Contiene información sobre el dispositivo a nivel global, como la especificación USB con la que cumple, identificadores de suministrador y producto, definición de clase (en general 0x00, con el fin de definirse en cada descriptor de interfaz), número de configuraciones que puede admitir y la posición de las cadenas de datos que describen el fabricante, producto y número de serie en el descriptor de cadena.
 - Descriptor de configuración

Admite tantos descriptores de configuración como se hayan establecido en el descriptor de dispositivo, pero por lo general suele ser uno exclusivamente, especialmente para los dispositivos HID.

Este descriptor especifica cómo es alimentado el dispositivo, su máximo consumo de corriente y el número de interfaces que tiene.
 - Descriptor de interfaz

Admite tantos descriptores como se hayan establecido en el descriptor de configuración. Cada descriptor de interfaz describe los endpoints del dispositivo (exceptuando el endpoint 0 que se describe en el descriptor

de dispositivo). También describe los reports de la clase definida para el dispositivo.

Un descriptor de interfaz puede tener varias configuraciones diferentes, por ejemplo, definiendo tamaños distintos para el mismo endpoint en cada configuración (cada configuración se pueden seleccionar mediante una petición *Set Interface*), pero se suele emplear una solamente.

- Descriptor de endpoint

Describe todos los endpoints distintos del endpoint 0. Se asume siempre que el endpoint 0 es el de control y que fue configurado en el descriptor de dispositivo.

El host usa esta información para reservar ancho de banda en el bus para cada dispositivo, ya que contiene información del tipo de transferencia de datos que se va a emplear con cada endpoint, el tamaño máximo del paquete de datos por transacción, y el intervalo de tiempo de polling para transferencias por interrupción.

- Descriptor específico de clase (HID)

Se definen tantos como **clases distintas** se hayan definido en los descriptores de interfaz.

EFM usa un descriptor de clase HID. Este descriptor de clase da información sobre el descriptor de reports y el descriptor físico.

- Descriptor de reports

Es una estructura de datos formada por bloques de información llamados ítems separadas por parsers. Cada ítem contiene una información específica sobre el dispositivo HID que el host sabe interpretar, y que el desarrollador del dispositivo configura cuando implementa el firmware.

- Descriptor físico

Es una estructura de datos que provee información de qué partes del cuerpo humano activan cada uno de los controles del dispositivo HID. Son opcionales.

- Descriptor de cadena

Contienen información en formato de texto sobre el dispositivo (es opcional)

Una de las características más importante de USB es en la forma en la que se estructura la información que maneja.

El esquema de la estructura de descriptores para un dispositivo de clase HID, tal y como vimos anteriormente es:

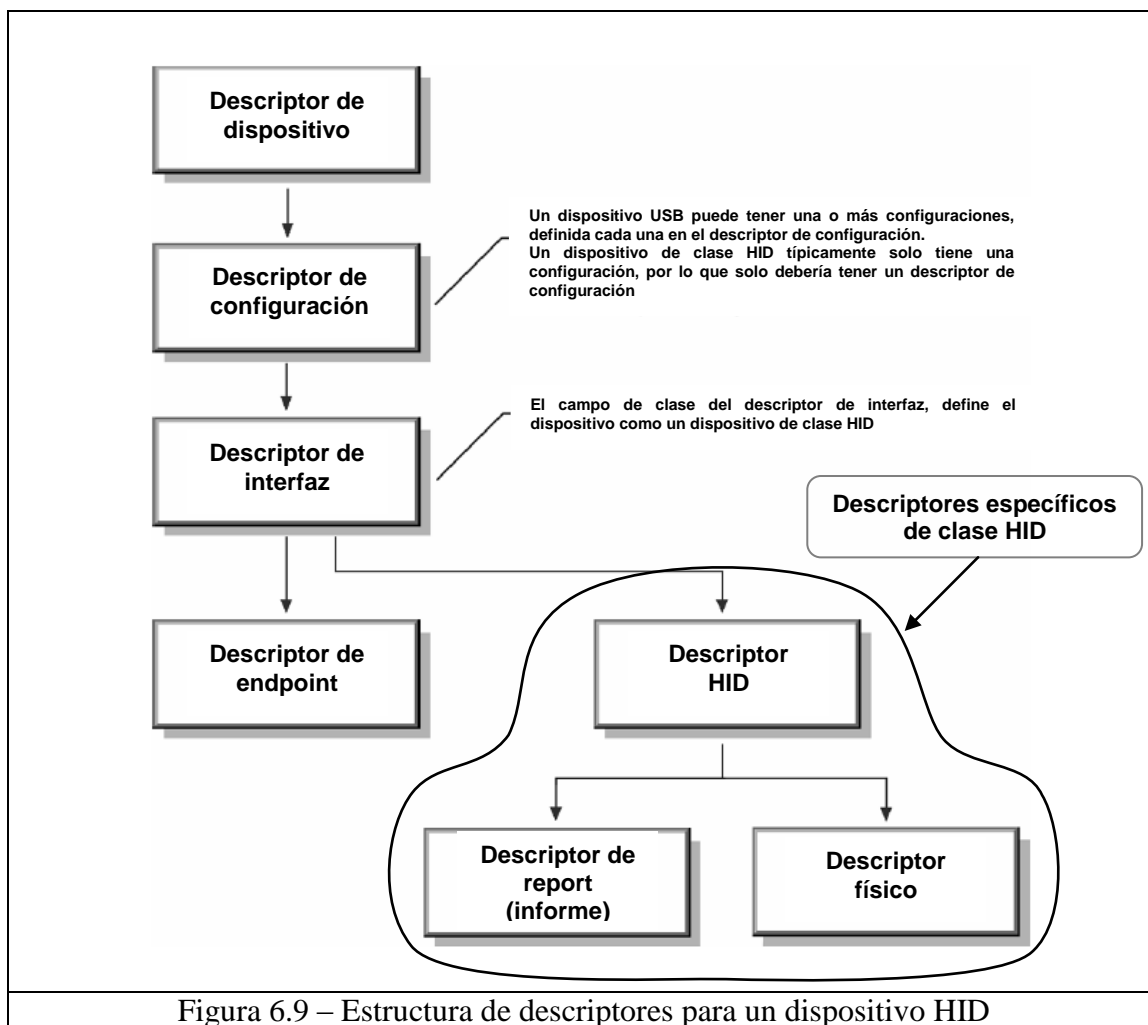


Figura 6.9 – Estructura de descriptores para un dispositivo HID

El elemento más importante de información, desde el punto de vista del usuario, son los **descriptores de reports**.

Estos reports estructuran la información que manejan tanto el host como el dispositivo. Para un dispositivo de clase HID los reports tienen una estructura determinada, y están constituidos por bloques de información más básicos llamados ítems.

Los reports HID contienen tres tipos de ítems:

- Principales (main ítems)
 - Input: Contiene información que el dispositivo genera y envía al host, cuando el usuario interactúa con él (por ejemplo, el estado del botón de un ratón)
 - Output: Contiene información que el host envía al dispositivo para que realice alguna acción sobre el usuario (por ejemplo, el estado on-off de un diodo led en el dispositivo, o que vibre un joystick)

- Característica (feature): Contiene información de entrada y salida equivalente a los ítems de input y output, pero cuando no va destinada al usuario o sobre el usuario final (por ejemplo, el dispositivo cierra un cuadro de diálogo)
 - Colección y fin de colección: Forma grupos de los tres ítems anteriores.
- Globales (global items) y locales (local items)
- Describen los ítems principales (como su uso, su tamaño, sus valores máximos, sus valores mínimos, ...)

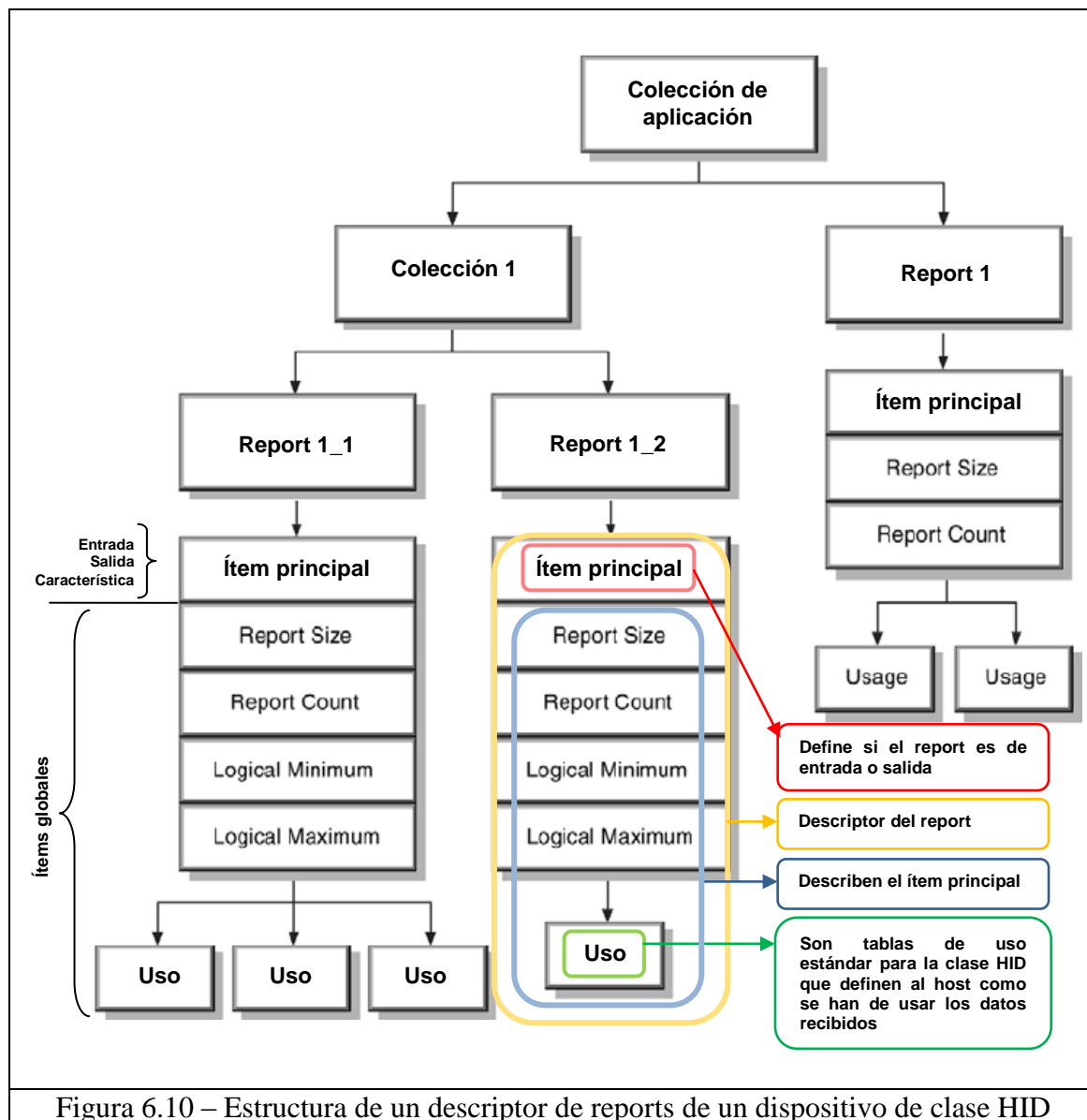


Figura 6.10 – Estructura de un descriptor de reports de un dispositivo de clase HID

Vamos a aclarar cómo se crea un descriptor de reports para un dispositivo de clase HID, con el descriptor de reports definido para EFM:

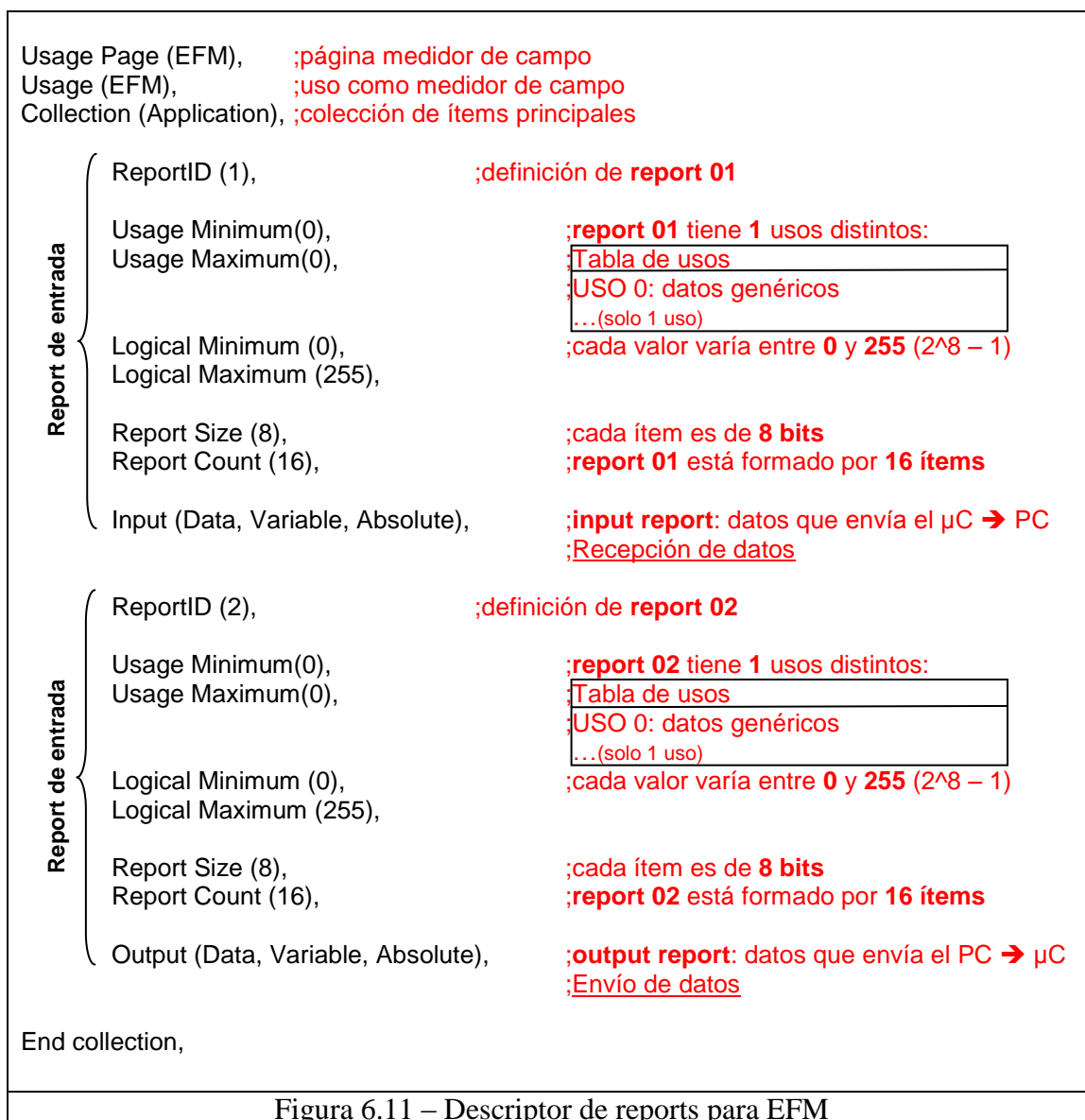


Figura 6.11 – Descriptor de reports para EFM

Hemos especificado un libro de usos totalmente simple, paginado como se muestra a continuación:

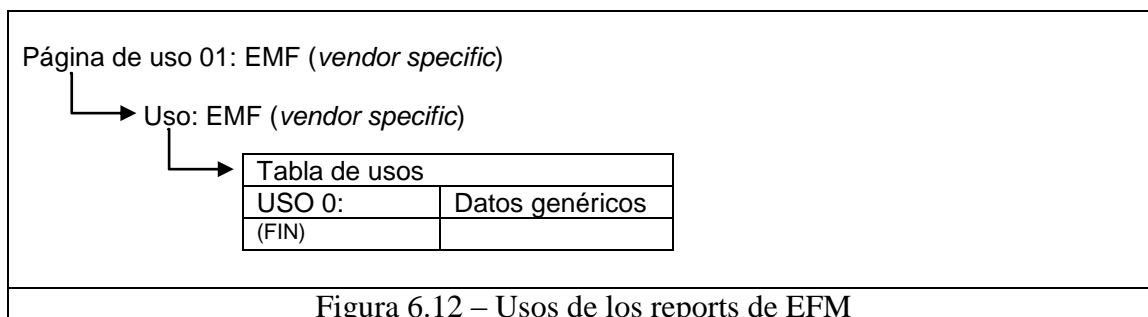


Figura 6.12 – Usos de los reports de EFM

Hemos definido un descriptor de reports de uso específico para EFM, con una colección de ítems que describen dos reports, uno de entrada y otro de salida, ambos de 16 bytes (16 ítems de 8 bits).

Byte	7	6	5	4	3	2	1	0
0	ReportID = 1 (indica report de entrada de datos genéricos) $\mu\text{C} \rightarrow \text{PC}$							
1	Byte de datos genéricos – Sample data byte 1							
2	Byte de datos genéricos – Sample data byte 2							
3	Byte de datos genéricos – Sample data byte 3							
4	Byte de datos genéricos – ADC error byte							
5	Byte de datos genéricos – SPI error byte							
6	Byte de datos genéricos – Time stamp ms MSB							
7	Byte de datos genéricos – Time stamp ms LSB							
8	Byte de datos genéricos – Time stamp seg MSB							
9	Byte de datos genéricos – Time stamp min MSB							
10	Byte de datos genéricos – Time stamp hora MSB							
11	Byte de datos genéricos – Time stamp día							
12	Byte de datos genéricos – Time stamp mes							
13	Byte de datos genéricos – Time stamp año MSB							
14	Byte de datos genéricos – Time stamp año LSB							
15	Byte de datos genéricos – 0xFF							

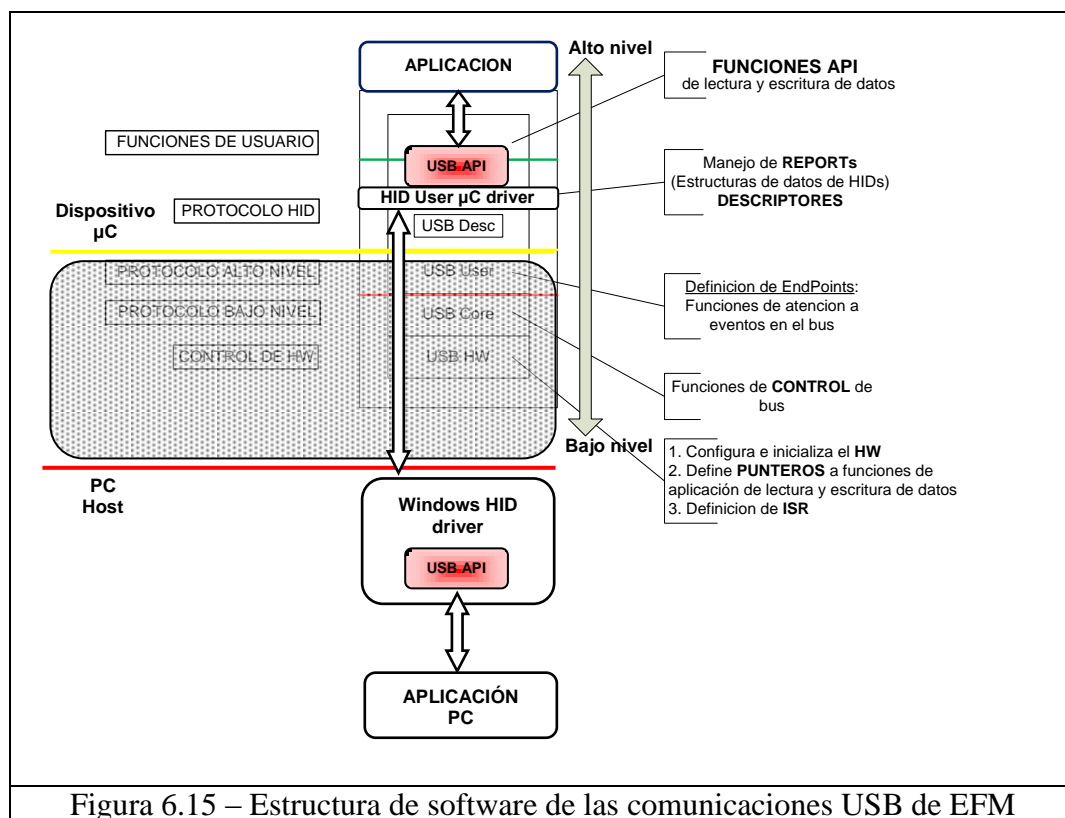
Figura 6.13 – Report de entrada de EFM

Byte	7	6	5	4	3	2	1	0
0	ReportID = 1 (indica report de salida de datos genéricos) $\text{PC} \rightarrow \mu\text{C}$							
1	Byte de datos genéricos – Comando							
2	Byte de datos genéricos – Registro del ADC							
3	Byte de datos genéricos – Parámetro 1							
4	Byte de datos genéricos – Parámetro 2							
5	Byte de datos genéricos – Parámetro 3							
6	Byte de datos genéricos – N bytes a escribir en ADC							
7	Byte de datos genéricos – 0xFF							
8	Byte de datos genéricos – 0xFF							
9	Byte de datos genéricos – 0xFF							
10	Byte de datos genéricos – 0xFF							
11	Byte de datos genéricos – 0xFF							
12	Byte de datos genéricos – 0xFF							
13	Byte de datos genéricos – 0xFF							
14	Byte de datos genéricos – 0xFF							
15	Byte de datos genéricos – 0xFF							

Figura 6.14 – Report de salida de EFM

Como se puede observar en la definición de los reports, tanto de entrada como de salida, solo tienen un uso: DATOS GENÉRICOS. La aclaración de dichos datos que aparece en las tablas es como han sido tratados dichos datos genéricos, tanto por el firmware microcontrolador como por el host.

A continuación podemos observar las distintas capas de software empleadas en el desarrollo del firmware microcontrolador, y como la biblioteca HID de Keil simplifica el trabajo:



La biblioteca de Keil para manejo de EFM como dispositivo HID está formada y configurada de la siguiente forma:

- USBhw.c

Archivo que contiene todas las funciones que manejan toda la **capa de hardware** que componen el controlador USB que trae incorporado el microcontrolador.

Contiene las funciones de lectura y escritura de datos en los buffers correspondientes a los endpoints existentes en la capa de hardware:

USB_ReadEP(EP#, OutReport)
USB_WriteEP(EP#, InReport, N_bytes)

EP# denota el endpoint leído o escrito.

- USBcore.c

Archivo que contiene todas las funciones que implementan el **protocolo USB**.

- USBuser.c → modificado

Archivo que contiene todas las funciones de **manejo de eventos y configuración del USB**.

En este archivo **hay que modificar** la función de atención a eventos de lectura y escritura en el endpoint 1, el cual se ha configurado como buffer de entrada y salida de datos del dispositivo mediante transferencias por interrupción a intervalos de 1 ms:

- a) En el caso de que el dispositivo haya recibido datos:

Se leen los datos del buffer correspondiente al endpoint 1 de salida mediante la función *USB_ReadEP(EP#, OutReport)*, y se almacenan en una variable *OutReport* en memoria SRAM, que será el equivalente al report de salida (datos enviados desde el *host* y recibidos por el dispositivo)

Posteriormente se llama a la función *SetOutReport()* de lectura de datos del report de salida, definida por la capa de usuario HID, que lee los datos de *OutReport* y los procesa.

- b) En el caso de que el dispositivo haya enviado datos:

Tras enviar los datos, la aplicación de usuario no realiza acción alguna.

- HIDuser.c → modificado

Archivo que contiene todas las funciones de manejo del dispositivo como dispositivo de interfaz humana (HID).

Básicamente hay que definir e implementar:

- a) Para lectura de datos del bus como dispositivo HID:

La función de lectura de datos de reports de salida *SetOutReport()* que lee los datos de *OutReport* y los procesa.

- b) Para escritura de datos en el bus como dispositivo HID:

La función de escritura de datos en reports de entrada *GetInReport()* que escribe los datos pertinentes en la variable *InReport*, y envía los datos mediante *USB_WriteEP(EP#, InReport, N_bytes)*

InReport es una variable en memoria SRAM, que será el equivalente al report de entrada (datos enviados desde el dispositivo y recibidos por el host)

7 SOFTWARE PC

7.1 INTRODUCCIÓN

La gestión y control de EFM se realiza mediante la aplicación EFM IO.

EFM IO es una aplicación de interfaz de usuario que permite el manejo del subsistema microcontrolador, el manejo del subsistema de adquisición de datos (ADC y switches) y la visualización del estado del bus USB.

7.1.1 Entorno de desarrollo

EFM IO se ha desarrollado en C++ bajo el entorno de desarrollo Microsoft Visual Studio 2005.

La creación de la aplicación ha exigido el empleo del Windows Driver Kit (WDK) 6001.18001 para Windows 2000, Windows Server 2003, Windows Server 2008, Windows XP y Windows Vista, usando la biblioteca de manejo de dispositivos HID, ya que ésta no viene integrada en el entorno de desarrollo.

7.2 INTERFAZ DE USUARIO

La interfaz de usuario se ha implementado de forma que se pueda tener acceso al manejo completo de EFM.

Esta primera versión de EFM IO se ha desarrollado con los siguientes objetivos:

- Analizar las características de sensibilidad y ruido del subsistema de adquisición.
- Analizar si es viable para medir valores de campo de bajo nivel.
- Tener una herramienta para poder registrar medidas durante periodos largos de tiempo.

Estas son las razones por las cuales la aplicación no automatiza ninguna función compleja, es decir, únicamente realiza operaciones sobre EFM haciendo llamadas a los comandos básicos implementados en el firmware de actuación sobre switches y de lectura y escritura de registros del ADC.

Las operaciones más complejas se consiguen enlazando llamadas a los comandos básicos del firmware. Únicamente se han implementado las siguientes operaciones complejas:

- Lectura continua de muestras
- Representación en pantalla del valor muestreado
- Almacenamiento en disco del valor muestreado para su posterior postproceso
- Reset del sistema

La siguiente figura muestra el cuadro de diálogo empleado por la aplicación como interfaz de usuario.

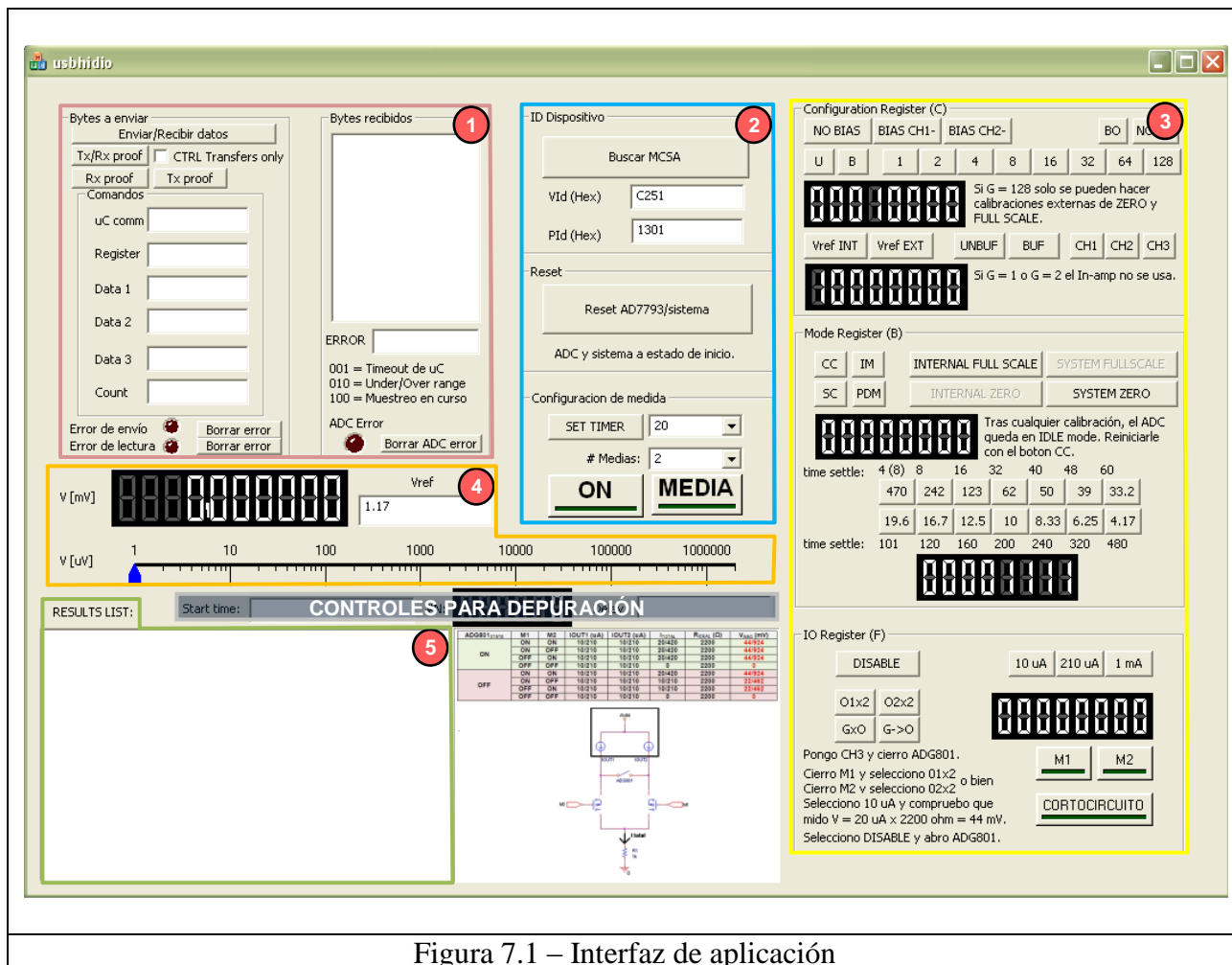


Figura 7.1 – Interfaz de aplicación

7.2.1 Comandos de control y representación de muestras

La interfaz está dividida por zonas, cada una con controles de manejo de EFM que realizan las operaciones básicas o complejas que citamos anteriormente. Las zonas se pueden agrupar de la siguiente forma:

a) Zona 1

Manejo de operaciones básicas. Verificación de recepción y envío de reports.

- Bytes a enviar:

Cuadro de diálogo en el que se muestra el contenido del byte 1 al 6 del report de salida. Permite realizar envío y recepción de datos mediante transferencias de control tras la enumeración de EFM, de forma manual, con el fin de evaluar el endpoint 0 y las funciones de lectura y escritura de datos que se hacen a través del mismo, en el firmware.

- Bytes recibidos:

Cuadro de diálogo que muestra el report de entrada y el byte de error del ADC. Una alarma visual se activa en caso de detectarse algún error, indicando el significado del mismo en el cuadro de texto correspondiente.

b) Zonas 2

Manejo de operaciones complejas.

- ID de dispositivo:

Cuadro de diálogo de detección de EFM en el bus USB a través de sus códigos de identificación provistos por el firmware en el descriptor de dispositivo.

EFM se identifica en el bus con los siguientes valores de suministrador y producto:

idVendor: 0xC251

idProduct: 0x1301

- Reset de EFM:

Control que resetea el ADC, el estado del firmware y la aplicación, hasta su estado por defecto inicial.

- Configuración de medida:

Cuadro de diálogo que establece la temporización de refresco con la que la aplicación refresca la pantalla. En cada refresco se reflejan los datos muestreados y se guardan en disco en un archivo de texto.

También inicializa la lectura y registro de muestras de forma continua.

Además fija el promediado de muestras tomadas (en el host). Si se activa, los datos reflejados y guardados serán los promedios.

c) Zona 3

Manejo de operaciones básicas. Control de registros del ADC y estado de switches.

- Registro de configuración:

Cuadro de diálogo que da acceso a la configuración del ADC. Muestra el valor del registro en formato binario. Las configuraciones posibles a establecer son:

- Muestreo de tensión: Unipolar/Bipolar

- Estado de generador de V_{BIAS} : ON/OFF
- Corrientes de detección de sensor: ON/OFF
- Acelerador de arranque de generador de V_{BIAS} : ON/OFF
- Selección de ganancia: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128
- Selección de referencia de tensión: INT/EXT
- Estado del buffer de entrada: ON/OFF
- Selección de canal de entrada: 1, 2, 3

- Registro de modo:

Cuadro de diálogo que da acceso al modo de funcionamiento del ADC. Muestra el valor del registro en formato binario. Los modos de funcionamiento posibles a establecer son:

- Selección de modo: Conversión continua, conversión simple, modo idle, modo power-down, calibración interna y externa de cero, y calibración interna y externa de fondo de escala.
- Selección de frecuencia de muestreo.

- Registro IO:

Control que da el manejo del registro de control de las fuentes de corriente pareadas del ADC que se emplean en la compensación del ruido termoeléctrico.

También permite el manejo de los switches del sistema, empleados para derivar corriente por la etapa de entrada del subsistema de adquisición.

d) Zona 4

Representación en pantalla del valor de la muestra, y configuración de la tensión de referencia. La tensión de referencia es 1,17 V a ganancia del amplificador de instrumentación igual a 1. Este valor de tensión de referencia se divide por la ganancia, conforme ésta última aumente.

e) Zona 5

Representación de datos de estado del bus USB.

7.2.2 Protocolo de comunicación

El protocolo de comunicación es muy sencillo. Se basa en la interacción del usuario con la interfaz EFM IO instalada en el host.

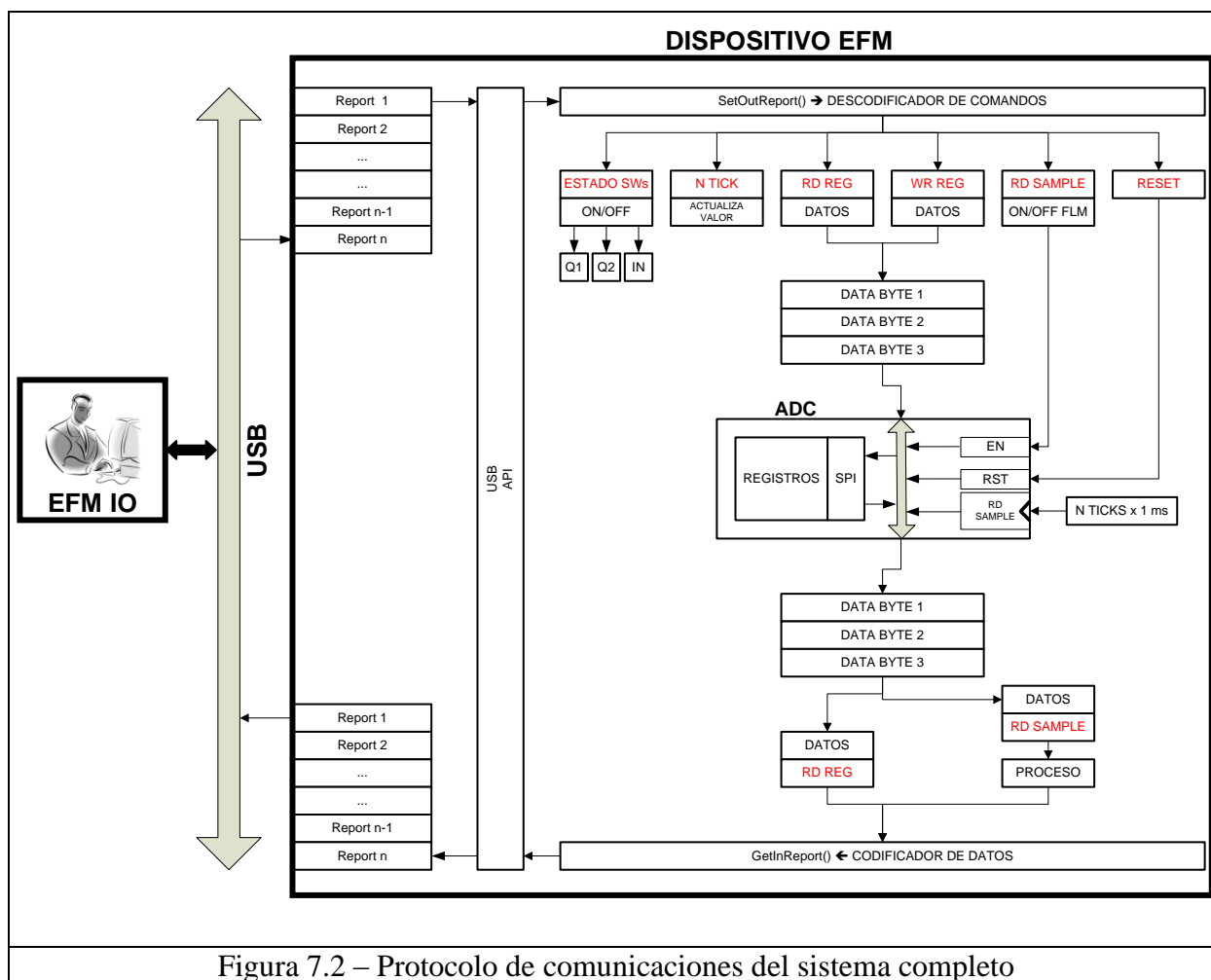
Cuando el usuario quiere realizar alguna operación sobre EFM, usa los controles de la interfaz. Los controles, al sufrir cambios de estado, generan los reports de salida necesarios para enviar comandos al dispositivo por el bus USB, con un formato que el firmware del dispositivo puede entender.

El firmware microcontrolador del dispositivo posee un decodificador de comandos ejecutándose en bucle infinito. El decodificador siempre está en espera de recepción de

comandos. Los comandos llegan a través de reports de salida que entran por el bus USB, y que se almacenan en un buffer FIFO. La API de USB va pasando comandos desde el buffer FIFO al decodificador, y éste último los va decodificando según los recibe.

Cuando el decodificador del dispositivo recibe un comando, interpreta cada byte del report de salida (*SetOutReport()*), y posteriormente ejecuta las acciones pertinentes. Si el comando exige envío de datos por USB, el microcontrolador procesa los datos, el codificador de datos genera un report de entrada (*GetInReport()*), y lo envía a la API de USB para que lo envíe al host.

En la siguiente figura se puede ver un esquema del protocolo de comunicaciones del sistema completo.



7.2.3 Temporización de refresco

EFM IO tiene un **temporizador de refresco** para automatizar la lectura de datos que le llegan a través del bus USB, para actualizar los datos en pantalla y para guardar los datos a un archivo de texto. El valor del temporizador de refresco está sincronizado con el **periodo de lectura del firmware** (periodo de lectura de datos del ADC y envío por

USB). El periodo de lectura del firmware se establece cada cierto número de ticks de 1 ms, que transcurridos habilitan la lectura de muestra del ADC y su envío por USB.

7.2.4 Tratamiento de datos

Los datos son promediados en el subsistema microcontrolador cuando la frecuencia de muestreo es la máxima.

EFM IO lee el último report de entrada del bus USB en cada periodo de refresco, vaciando los buffers de escritura y lectura de USB, y por lo tanto eliminando el resto de reports de entrada que hubiera. El periodo de refresco máximo para el cual no pierde datos es 8 ms, por lo que para el periodo mínimo de muestreo, que es de 4 ms, el firmware comprime los datos realizando medias de 2 valores de muestra consecutivos.

7.2.4.1 Almacenamiento

EFM almacena los datos muestreados en un archivo de texto llamado “datalog.txt” situado en el escritorio de Windows.

Al activarse el control de inicialización y registro de muestras, el archivo se vacía y empieza a registrar muestras desde su inicio.

Las muestras son registradas en mV.

8 PRUEBAS Y VALIDACIÓN

8.1 AUTOTEST DE COMUNICACIONES

8.1.1 Chequeo de comunicaciones USB y SPI

Al conectar EFM al PC, el host realiza el proceso de enumeración del dispositivo, cuyo resultado se puede observar en la zona 5 de la interfaz de usuario de EFM IO.

Por otro lado, en el canal 2 del ADC existe una referencia estable de tensión la cual puede ser muestreada para comprobar el correcto estado de las comunicaciones y de las conversiones. Además el ADC está identificado con un número de serie, el cual puede ser leído para comprobar asimismo las comunicaciones SPI entre el subsistema microcontrolador y el subsistema de adquisición.

Se ha empleado un analizador de protocolo USB comercial (USBlyzer) con el fin de contrastar trazas de datos en el bus, y los datos recibidos por el PC. Se han realizado medidas durante periodos de 1 hora a máxima frecuencia de muestreo, y se han comparado las trazas con los datos reportados por EFM IO en el archivo de texto que generado. Las comparaciones han sido de 100 datos aleatorios, y se ha comprobado su correcta correspondencia de valores entre ambos.

8.2 VALIDACIÓN CON SEÑAL CONDUCTIDA

Una vez comprobadas las comunicaciones se han comprobado todos los modos de funcionamiento del ADC individualmente, y el modo de muestreo y registro de datos continuo, mediante la verificación del nivel de la tensión de ruido rms y sensibilidad del sistema.

Para verificar el nivel de ruido y sensibilidad de EFM se ha aplicado tensión constante a su entrada, a través de un divisor de tensión de precisión cuya fuente es una batería, y se han registrado muestras.

Posteriormente se han analizado y se ha calculado la desviación de la muestra en torno a su valor medio, tomando este valor como estimador de la tensión de ruido en el circuito.

Se ha supuesto que las muestras han sido tomadas a temperatura ambiente constante, ya que se han realizado en periodos cortos de tiempo. Hay que aclarar que una pequeña variación de temperatura puede hacer variar el valor de la medida, para valores cercanos al cero del sistema.

Para muestras en periodos largos de tiempo se han tomado intervalos donde la variación de temperatura es despreciable (intervalos donde la muestra se mantiene constante)

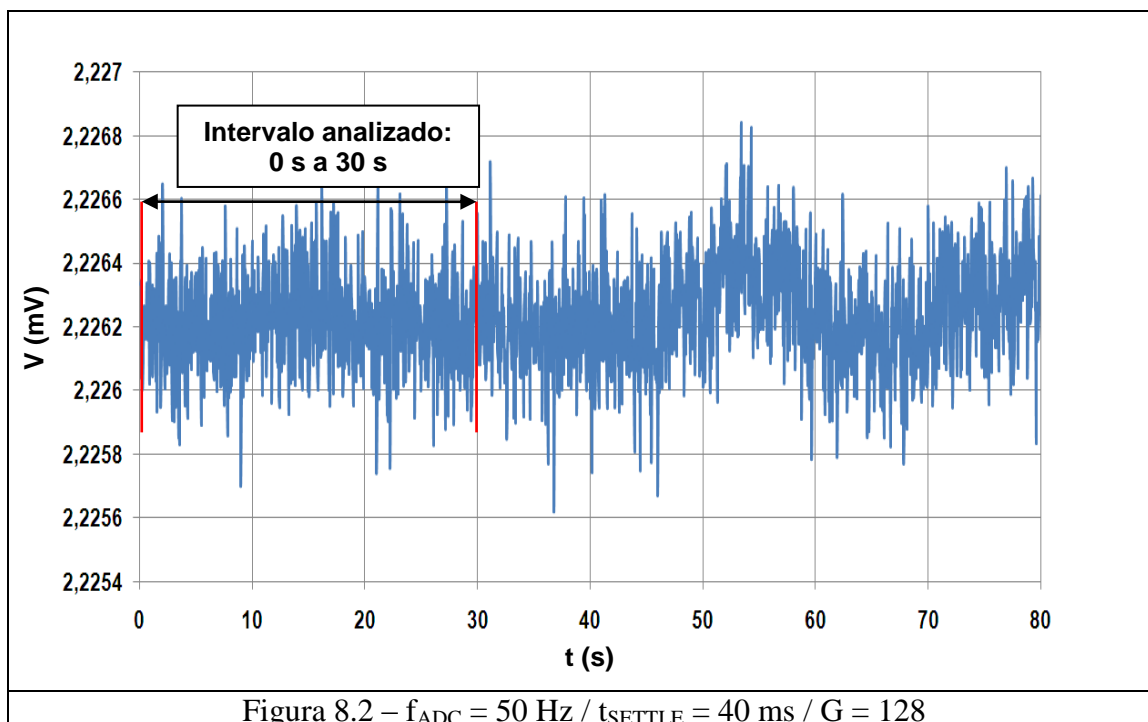
Usaremos la tensión de ruido rms del ADC como referencia para comparar los valores obtenidos para EFM.

Update Rate (Hz)	Gain of 1	Gain of 2	Gain of 4	Gain of 8	Gain of 16	Gain of 32	Gain of 64	Gain of 128
4.17	0.81	0.67 CASO 3	0.32	0.2	0.13	0.065	0.04	0.039 CASO 4
8.33	1.18	1.11	0.41	0.25	0.16	0.078	0.058	0.059 CASO 2
16.7	1.96	1.72	0.55	0.36	0.25	0.11	0.088	0.088
33.2	2.99	2.48	0.83	0.48	0.33	0.17	0.13	0.12
62	3.6	3.25	1.03	0.65	0.46	0.2	0.15	0.15 CASO 1
123	5.83	5.01	1.69	0.96	0.67	0.32	0.25	0.26
242	11.22	8.64	2.69	1.9	1.04	0.45	0.35	0.34
470	12.46	10.58	4.58	2	1.27	0.63	0.50	0.49

Figura 8.1 – Tensión de ruido rms de salida (μV) para referencia interna de 1,17 V

A continuación mostramos los resultados de la tensión de ruido rms de algunos de los casos estudiados:

- CASO 1:



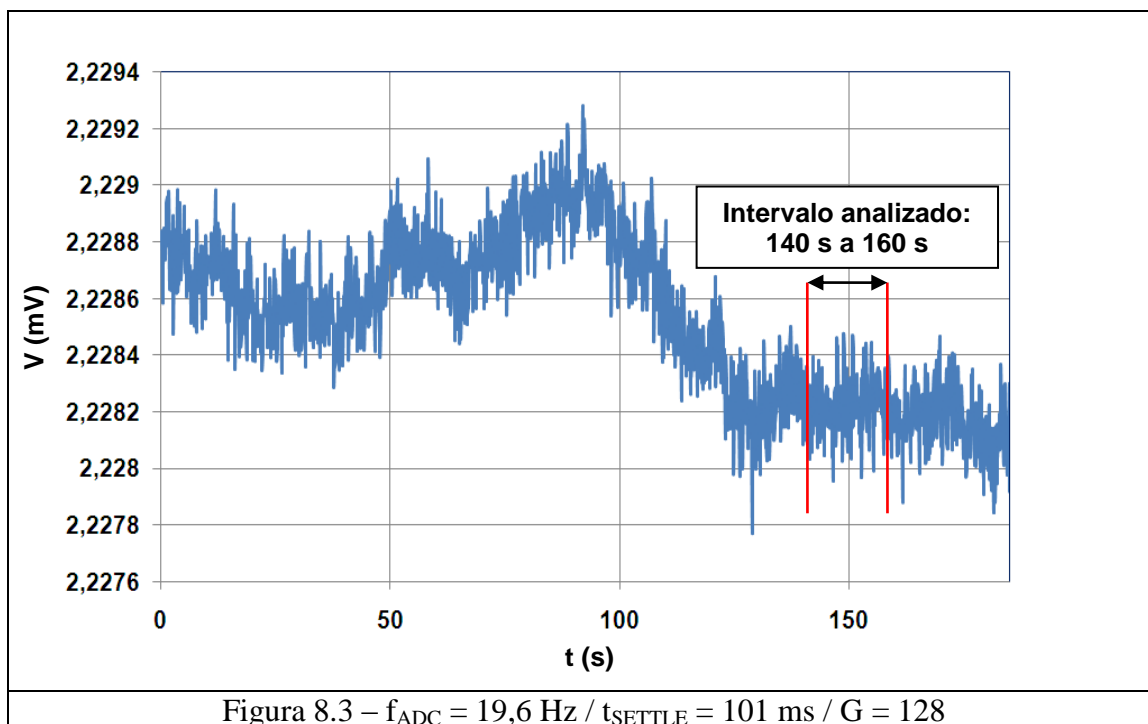
Configuración de medida:

- Canal 1
- Frecuencia de muestreo = 50 Hz ($t_{\text{SETTLE}} = 40 \text{ ms}$)
- Ganancia = 128
- Buffer activo
- V_{BIAS} activo
- Intervalo analizado: De 0 s a 30 s

Resultado:

- $V_{\text{MEDIA}} = 2,226235 \text{ mV}$
- D.T. (tensión de ruido rms) = $0,135 \mu\text{V}$
- Tensión de ruido rms especificada para el ADC = $0,130 \mu\text{V}$

- CASO 2:



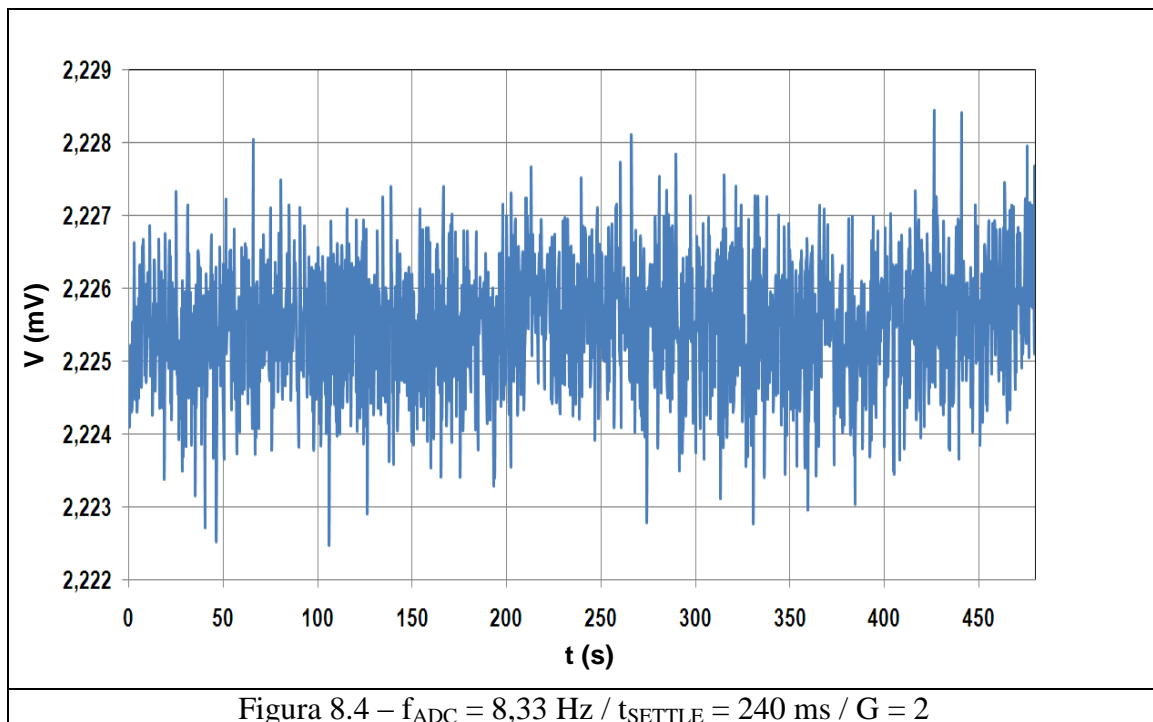
Configuración de medida:

- Canal 1
- Frecuencia de muestreo = 19,6 Hz ($t_{\text{SETTLE}} = 101 \text{ ms}$)
- Ganancia = 128
- Buffer activo
- V_{BIAS} activo
- Intervalo analizado: De 140 s a 160 s

Resultado:

- $V_{\text{MEDIA}} = 2,228226 \text{ mV}$
- D.T. (tensión de ruido rms) = $0,099 \mu\text{V}$
- Tensión de ruido rms especificada para el ADC = $0,100 \mu\text{V}$

- CASO 3:



Configuración de medida:

- Canal 1
- Frecuencia de muestreo = 8,33 Hz ($t_{\text{SETTLE}} = 240$ ms)
- Ganancia = 2
- Buffer activo
- V_{BIAS} activo
- Intervalo analizado: COMPLETO

Resultado:

- $V_{\text{MEDIA}} = 2,225503$ mV
- D.T. (tensión de ruido rms) = $0,936 \mu\text{V}$
- Tensión de ruido rms especificada para el ADC = $1,110 \mu\text{V}$

- CASO 4:

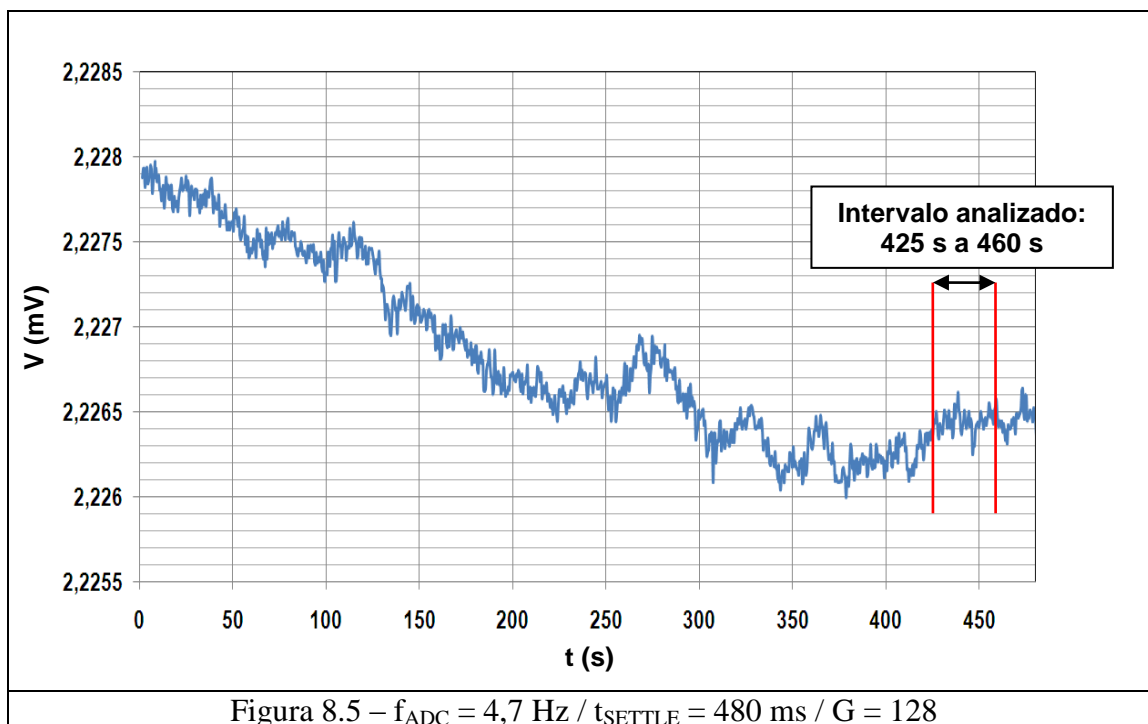


Figura 8.5 – $f_{\text{ADC}} = 4,7 \text{ Hz}$ / $t_{\text{SETTLE}} = 480 \text{ ms}$ / $G = 128$

Configuración de medida:

- Canal 1
- Frecuencia de muestreo = 4,7 Hz ($t_{\text{SETTLE}} = 480 \text{ ms}$)
- Ganancia = 128
- Buffer activo
- V_{BIAS} activo
- Intervalo analizado: De 425 s a 460 s

Resultado:

- $V_{\text{MEDIA}} = 2,226439 \text{ mV}$
- D.T. (tensión de ruido rms) = $0,071 \mu\text{V}$
- Tensión de ruido rms especificada para el ADC = $0,039 \mu\text{V}$

9 COSTES DE DESARROLLO

A continuación se muestra un breve cálculo de costes, sin tener en cuenta costes recurrentes (uso de instalaciones e instrumentación de laboratorio), basado en precios de mercado según mi experiencia profesional como consultor de EMC del consorcio empresarial EADS.

Costes del proyecto				
Costes de ingeniería				
Perfil	Ingeniero Industrial – Automática y electrónica			
	Coste horario de ingeniería (bruto) : 57 €/h Horas de diseño: 320 h Horas de desarrollo e integración: 640 h Horas de documentación: 160 h Coste total de ingeniería: 63840 €			
Costes de material				
Descripción	Modelo	Unidades	Precio unitario	Precio total
PC	Samsung Q45	1	1600 €/ud	1600 €
Subsistema µC	MCB2140	1	340 €/ud	340 €
ADC	AD7793	1	9,77 €/ud	12,74 €
Acoplador	ADuM2400	1	6,40 €/ud	11,19 €
Interruptor	ADG801	1	2,15 €/ud	2,15 €
Resistencias	Thick Film 0805	10	0,05 €/ud	0,50 €
Condensadores	Tántalo CASE A	10	0,48 €/ud	4,80 €
Condensadores	X7R MLCC 0805	10	0,05 €/ud	0,5 €
Ferritas (USB)	120Ω _{120MHz} 0603	10	0,17 €/ud	1,70 €
P-MOSFET	IRLML6402	2	0,40 €/ud	0,80 €
Referencia V	1,024±0,020V	1	8,25 €/ud	8,25 €
PCB	Doble cara	1	120 €/ud	120 €
TOTAL				2102,63 €
Costes totales				
Costes de ingeniería + Costes de material = 65942,63 €				

10 CONCLUSIONES

10.1 RESUMEN

Tras las pruebas de validación del sistema, los requisitos críticos de diseño han sido satisfactoriamente alcanzados, es decir, la sensibilidad y tensión de ruido rms de salida, y el comportamiento como dispositivo USB HID, cumplen con los valores especificados desde un inicio.

En primer lugar, de las medidas de bajo nivel de tensión realizadas e interpretadas en el capítulo 8, se deduce que el nivel de la tensión de ruido rms de salida está dentro del orden de magnitud del especificado por el ADC empleado, comprobando que las siguientes características del subsistema de adquisición, son adecuadas y suficientes:

- Distribución de planos de masa y alimentación
- Filtros de desacoplo en alimentación y filtros en las señales discretas
- Selección de componentes aisladores
- Balanceo de la etapa de entrada

Por otro lado, el análisis de las trazas de datos entre el subsistema microcontrolador y el PC, confirma los resultados esperados de las comunicaciones USB:

- EFM queda perfectamente enumerado como un dispositivo USB HID como se definió en los descriptores del firmware
- No hay pérdida de datos en la comunicación USB

Además EFM cuenta con las capacidades de calibración de cero, fondo de escala y compensación del ruido termoeléctrico, necesarias para la adecuada corrección de las medidas realizadas, tanto de forma manual como automática.

Por último EFM cuenta con un diseño como dispositivo USB HID, alimentado y controlado desde un PC.

Podemos concluir que el equipo EFM es adecuado para medir las señales de BF y de bajo nivel de tensión generadas por un sensor de campo EM, de diodos o termopares, de banda ancha, con la portabilidad suficiente como para realizar medidas y registrar valores de radiación no ionizante (RNI) de bajo nivel en zonas urbanas, durante periodos de tiempo prolongados.

10.2 MEJORAS Y TRABAJOS FUTUROS

Las posibles mejoras aplicables a una posterior versión de EFM, son:

- Ampliar la etapa de entrada hasta 3 canales, con el fin de poder usar sensores isotrópicos con detectores independientes por cada componente de campo E_X , E_Y y E_Z , o H_X , H_Y y H_Z .
- Introducir un generador de V_{BIAS} externo, evitando que se introduzca el posible ruido de la alimentación en modo diferencial en la medida, en el caso de usar filtros en la etapa de entrada.

- Mejorar el descriptor del dispositivo HID, de forma que se definan reports equivalentes a la estructura de registros del ADC, facilitando la implementación del firmware de control y de la aplicación EFM IO de interfaz de usuario. También se puede aumentar el tamaño de los mensajes de forma que envíe paquetes de datos mayores con menor frecuencia, evitando la necesidad de que el firmware comprima datos.
- Unificar los subsistemas en un mismo circuito, usar como dispositivo de almacenamiento de datos registrados una memoria SD, y alimentar el sistema con una batería, de forma que únicamente necesitemos el PC para la configuración de EFM y para el volcado posterior de datos, en caso de que no se requiera una monitorización continua de datos.
- Implementar la comunicación con el PC con fibra óptica, con el fin de poder someter a EFM a mayores niveles de campo eléctrico, sin que el PC se vea afectado mientras se monitorizan datos ni tampoco en campo a medir por los cables de interconexión.

Un trabajo futuro muy interesante, acorde con este proyecto, sería el desarrollo de un sensor de campo eléctrico isotrópico, de banda ancha y de alta frecuencia, implementado con tecnología de película fina, con un detector basado en diodos detectores schottky low-barrier o zero-bias, y con una respuesta en frecuencia según establece la normativa de exposición a RNI.

Todas estas mejoras harían de EFM un sistema completo, que mejoraría las especificaciones de los dispositivos comerciales actuales, en el sentido de que sería suficientemente sensible para realizar medidas de campo de bajo nivel durante periodos de tiempo prolongados, serviría para monitorizar la exposición de la población a RNI, y también se podría utilizar como instrumentación de medida en calibraciones de campo eléctrico de alto nivel en ensayos de compatibilidad electromagnética.

GLOSARIO

- Descriptor:

Estructura de datos almacenada en un dispositivo USB que contiene toda la información necesaria que necesita saber el PC, con el fin de poderlo enumerar y conectar al bus USB.

- Endpoint:

Estructura contenedora de datos en un dispositivo USB (memoria física reservada) para la recepción y envío de datos. Es el espacio de memoria en el dispositivo que alberga los reports de entrada a ser enviados, y los reports de salida recibidos del PC.

- HID:

Dispositivo de interfaz humana. Son dispositivos USB capaces de interactuar con el usuario, tomando entradas del usuario (por ejemplo, el estado de un botón o posición de un potenciómetro), y entregando salidas al usuario (por ejemplo, el parpadeo de un led, o la vibración de una palanca). También se consideran dispositivos USB HID aquellos que no interactúan con el usuario, pero presentan información de forma similar (por ejemplo, termómetros, voltímetros, lectores de código de barras, ...)

- Polling:

Operación de consulta constante empleada para consulta del registro de estado del ADC. Aunque es una consulta gobernada sin interrupción, con salida de la misma cuando se cumple una condición, va asociada a un time out para que no se quede en bucle infinito en caso de no darse dicha condición.

- Report de entrada (informe de entrada o “input report”):

Estructura de datos a través de la cual el PC recibe datos desde un dispositivo USB. Tanto el dispositivo USB como el PC manejan una variable que equivale a esta estructura de datos. El dispositivo escribe en ella para enviar los datos. El PC lee de ella los datos recibidos.

- Report de salida (informe de salida u “output report”):

Estructura de datos a través de la cual el PC envía datos a un dispositivo USB. Tanto el dispositivo USB como el PC manejan una variable que equivale a esta estructura de datos. El PC escribe en ella para enviar los datos. El dispositivo lee de ella los datos recibidos.



- Tick:

Interrupción temporal que se produce en el sistema con un periodo de 1 ms. Cada vez que se produce dicha interrupción, se hace aumentar un contador en una unidad. Cuando dicho contador llega a un número entero determinado, se habilita la lectura de siguiente dato muestreado por el ADC.

- Watch dog:

Mecanismo de seguridad que provoca un reset del sistema en caso de éste quede bloqueado o en un estado no definido.

BIBLIOGRAFÍA

- AXELSON, Jan. *USB Complete. Everything you need to develop custom USB peripherals*. 3ª edición. Madison WI 53704: Lakeview Research LLC, 2005. 572 p. ISBN 1-931448-03-5
- *Device class definition for Human Interface Devices (HID)*. Versión 1.11. USB Implementers' Forum, 2001. 97 p.
- *HID usage tables*. Versión 1.12. USB Implementers' Forum, 2004. 168 p.
- MONTROSE, Mark I. *EMC and the printed circuit board*. 1ª edición. New York NY 100016-5997: IEEE, 1999. 325 p. ISBN 0-7803-4703-X
- OTT, Henry W. *Noise reduction techniques in electronic systems*. 2ª edición. New York: John Wiley & Sons, 1988. 426 p. ISBN 0-471-85068-3
- MARTIN, Trevor. *The insider's guide to the Philips ARM7 based microcontrollers*. 2ª edición. Coventry, CV4 7EZ (UK): Hitex Ltd., 2005. 224 p. ISBN 0-9549988-1
- SLOSS, Andrew N. SYMES, Domicic. WRIGHT, Chris. *ARM system developers's guide*. 1ª edición. San Francisco CA 94111: Morgan Kaufmann (Elsevier), 2004. 689 p. ISBN 1-55860-874-5